Viorel Popescu

ELECTRONICĂ APLICATĂ

Stabilizatoare de tensiune în comutaţie

VIOREL POPESCU

STABILIZATOARE DE TENSIUNE ÎN COMUTAȚIE

VIOREL POPESCU

STABILIZATOARE DE TENSIUNE ÎN COMUTAȚIE

EDITURA de VEST
Timișoara, 1992

ISBN 973-36-0101-2

Pentru

Mirela şi Horia

Referent ştiinţific:
prof. dr. ing. Mircea Ciugudean

PREFAȚĂ

Majoritatea circuitelor și aparatelor electronice necesită pentru alimentare cu energie surse de tensiune continuă. Progresele uriașe făcute de electronică și microelectronică în ultimii ani au cerut crearea unor surse de tensiune continuă cu randament cît mai bun, cu fiabilitate ridicată, ușoare și cu volum mic.

Stabilizatorul de tensiune continuă în comutație răspunde cel mai bine la cerințele menționate mai sus și devine, pe zi ce trece, cea mai răspîndită soluție pentru alimentarea echipamentelor electronice moderne. Deoarece stabilizatorul în comutație oferă largi posibilități de perfecționare a sistemelor de alimentare, se apreciază ca utilă punerea la îndemîna cititorilor a unui text care să ofere o privire de ansamblu asupra acestei categorii de instalații.

Lucrarea se adresează studenților, tehnicienilor, inginerilor electroniști, care doresc să-și însușească noțiunile teoretice și de proiectare legate de stabilizatoarele de tensiune continuă în comutație. S-a urmărit ca printr-o prezentare concisă și accesibilă a numeroase soluții constructive cunoscute în literatura de specialitate să se pună la dispoziția inginerului electronist informațiile cele mai utile pe baza cărora să treacă la o proiectare optimală a stabilizatorului.

Sînt analizate din punct de vedere funcțional sursele în comutație, de la cele mai simple la cele mai evoluate, prezentarea fiind însoțită de diagrame și relații de dimensionare. O atenție aparte este acordată comportării tranzistoarelor de putere în regim de comutație, insistîndu-se asupra procedeelor de comandă, reducerii pierderilor de putere la comutație și creșterii randamentului.

Este reliefată importanța alegerii elementelor redresoare pentru creșterea performanțelor stabilizatorului.

Funcționarea și proiectarea transformatorului de putere ce lucrează în regim de comutație constituie obiectul unui alt capitol. Se fac, cu această ocazie, referiri la materialele magnetice care pot fi folosite în construcția surselor

în comutație. Sînt prezentate metode de calcul ale transformatoarelor și bobinelor de filtraj și se formulează recomandări cu privire la realizarea practică a acestora.

Performanțele unei surse în comutație sînt strîns legate de stabilitatea la perturbații. Sînt enunțate criteriile după care se apreciază stabilitatea și se indică procedee prin mijlocirea cărora se fac corecții în vederea creșterii stabilității. De asemenea este discutată importanța pe care o are reducerea interferenței electromagnetice dintre sursă și aparatura electronică aflată în apropiere. Se adaugă, de asemenea, recomandări tehnologice privind reducerea nivelului perturbațiilor pe care le poate propaga o sursă în rețeaua de alimentare.

Autorul mulțumește anticipat tuturor celor care îi vor comunica sugestiile și observațiile lor în legătură cu această lucrare.

Autorul

GENERALITĂŢI

1.1. DEFINIŢII, CLASIFICĂRI

Funcţionarea normală şi corectă a oricărui aparat electronic necesită alimentarea acestuia de la surse de tensiune la care variaţiile tensiunii de alimentare să nu depăşească anumite limite, dependente de performanţele aparatului. Principala sursă de energie electrică folosită la alimentarea aparaturii electronice o constituie reţeaua de curent alternativ. Conversia energiei de curent alternativ în energie de curent continuu se realizează cu sisteme de redresare. Exceptînd consumatorii alimentaţi în curent continuu, de putere mare (motoare electrice de curent continuu, instalaţii de electroliză etc), majoritatea instalaţiilor electronice utilizează surse de tensiune continuă caracterizate prin tensiuni de ordinul zecilor de volţi şi curenţi de cîţiva amperi, sau, în unele cazuri, zeci de amperi.

Un stabilizator de tensiune continuă este un subansamblu electronic, care menţine tensiunea de ieşire în limite foarte restrînse, la variaţii mar ale tensiunii de intrare, a curentului de sarcină sau a temperaturii mediului ambiant.

Stabilizarea unei tensiuni continue se poate asigura fie „înainte de redresor", menţinînd constantă tensiunea alternativă de alimentare, fie „după redresor" intercalînd între acesta şi sarcină un subansamblu electronic denumit *stabilizator de tensiune continuă*, capabil să menţină între anumite limite tensiunea constantă. Stabilizatoarele din cea de-a doua categorie au căpătat cea mai mare răspîndire, deoarece prezintă avantajul că menţin mai uşor tensiunea constantă la bornele sarcinii, indiferent de perturbaţiile care tind să o modifice.

Tehnologia actuală oferă o multitudine de posibilităţi de realizare a unui stabilizator de tensiune continuă. În funcţie de modul de comandă a elementului de putere, distingem următoarele tipuri de stabilizatoare:

— stabilizatoare cu acţiune continuă (stabilizatoare liniare);
— stabilizatoare cu acţiune discontinuă (stabilizatoare în comutaţie).

Proliferarea tehnologiilor LSI şi VLSI, precum şi expansiunea sistemelor de calcul bazate pe microprocesoare au impus crearea unor noi echipamente electronice, care să fie cît mai compacte, cît mai uşoare, cu volum cît mai mic şi cu un preţ de cost cît mai redus. Sistemele de alimentare cu tensiune continuă bazate pe principiul stabilizării liniare, cu care erau dotate în special mijloacele moderne de calcul, au început să se dovedească nepotrivite pentru un echipament electronic, care trebuie să aibă greutate şi volum cît mai mici. Preocupările au fost în mod normal orientate spre găsirea unor soluţii care să reducă volumul şi greutatea surselor de alimentare.

Progresele tehnologice obţinute în domeniul semiconductoarelor de putere, de comutaţie, realizarea unor circuite magnetice capabile să funcţioneze la frecvenţe mari şi cu pierderi mici, au creat posibilitatea proiectării şi realizării unor stabilizatoare de tensiune continuă în comutaţie, care să satisfacă cerinţele impuse de greutate, volum, randament şi cost.

Lucrarea de faţă tratează în exclusivitate stabilizatoarele de tensiune în comutaţie.

Ca şi în cazul stabilizatoarelor de tensiune continuă liniare, stabilizatoarele în comutaţie, în funcţie de cerinţele impuse tensiunilor şi curenţilor pe care trebuie să-i livreze, se realizează în două variante:

a) fără circuit de reacţie;

b) cu circuit de reacţie.

Sursele de tensiune continuă în comutaţie, în a căror componenţă nu apar elemente de circuit care să urmărească modul de variaţie al tensiunii de ieşire, au o structură simplă. Acestea, în principiu, conţin un redresor, un element de comutaţie de putere şi un filtru. Performanţele lor sînt în general modeste.

Stabilizatoarele de tensiune continuă cu circuit de reacţie au o structură mai complexă. Prin intermediul unei bucle de reacţie se asigură menţinerea constantă a tensiunii de la ieşire în concordanţă cu factorii perturbatori din reţea sau de la consumator. Performanţele obţinute cu o astfel de structură în ceea ce priveşte puterea maximă debitată, coeficientul de stabilizare, randamentul sînt superioare faţă de sursa fără buclă de reglare.

În lucrare se utilizează termenul de *stabilizator de tensiune continuă în comutaţie* pentru sursa care conţine bucla de reglare, iar termenul de *sursă în comutaţie* circuitului care furnizează tensiune continuă fără să posede bucle de reglare.

1.2. SCHEMA BLOC A UNUI STABILIZATOR DE TENSIUNE CONTINUĂ ÎN COMUTAŢIE

În fig. 1.1 sînt prezentate subansamblurile ce intră în componenţa unui stabilizator în comutaţie.

Tensiunea alternativă a reţelei este redresată, de obicei, printr-o punte redresoare. De remarcat că între reţeaua de curent alternativ şi stabilizator nu este prevăzut nici un transformator de separare. Tensiunea redre-

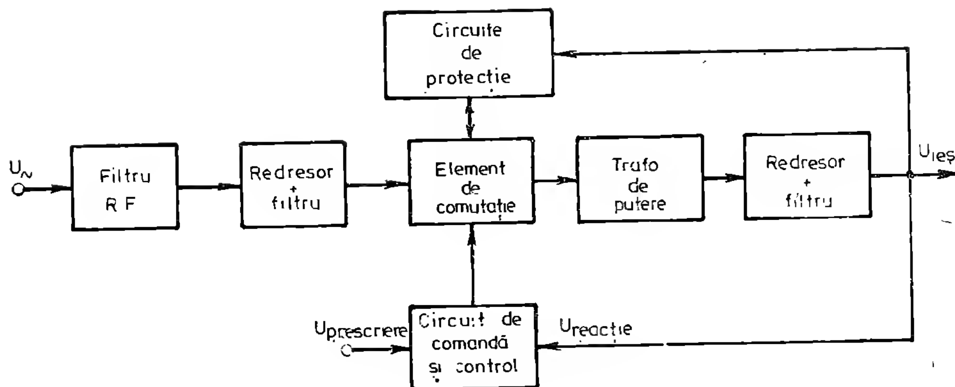


Fig. 1.1. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune continuă în comutație.

sată este filtrată corespunzător pînă se asigură nivelul pulsațiilor admis de celelalte părți componente pentru funcționarea corectă a acestora. Tensiunea continuă alimentează elementul de comutație (de exemplu : tranzistor de putere, tiristor etc), care la rîndul său este comandat de un semnal rectangular de frecvență mare, de obicei este 20 kHz. Tensiunea de formă dreptunghiulară se aplică unui transformator de putere, în secundarul căruia se obține o tensiune de aceeași formă ca în circuitul primar cu amplitudine determinată de raportul de transformare. Transformatorul mai îndeplinește și rolul de element izolator între circuitele conectate la rețeaua de curent alternativ și consumator. Tensiunea alternativă, de formă rectangulară, este în continuare redresată și filtrată și constituie tensiunea de ieșire a stabilizatorului.

Pentru ca tensiunea să rămînă constantă chiar dacă tensiunea rețelei se modifică sau chiar dacă circuitul de sarcină își modifică valoarea, un eșantion din tensiunea de ieșire este preluat de circuitul de comandă și control. Acest bloc are rolul de a compara tensiunea de reacție cu o tensiune de prescriere și să ajusteze pe baza rezultatului comparării durata de condu ție a elementului de comutare.

Întrucît elementul de comutare se află într-una din cele două stări distincte, conducție, respectiv blocare, tensiunea rezultată va avea un important conținut de armonici superioare. Ele pot perturba alte echipamente aflate în apropierea stabilizatorului sau se pot propaga în rețeaua de alimentare. Pentru a împiedica pătrunderea în rețea a tensiunilor perturbatoare la intrarea stabilizatorului este obligatorie folosirea unui filtru (filtru de radiofrecvență).

Stabilizatorul mai posedă circuite de protecție care să-i asigure funcționarea corectă în situații cînd curentul de sarcină depășește o anumită limită, precum și în cazul apariției unor supratensiuni accidentale.

În lucrare se vor analiza separat și în detaliu fiecare subansamblu cu scopul de a furniza cititorului elementele de bază pentru a proiecta și realiza un stabilizator în comutație fiabil, cu randament cît mai bun și la un preț de cost cît mai redus.

1.3. ANALIZA COMPARATIVĂ A STABILIZATOARELOR ÎN COMUTAȚIE ȘI A STABILIZATOARELOR LINIARE

Stabilizatoarele de tensiune în comutație prezintă o serie de avantaje în comparație cu stabilizatoarele liniare.

La stabilizatoarele liniare elementul regulator de putere disipă o putere egală cu produsul:

$$P_d = (U_{intr} - U_{ieș}) \cdot I_{sarcină}. \tag{1.1}$$

Puterea disipată constituie o limitare severă a sferei de aplicabilitate, atît în cazul unor diferențe mari între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire, cît și la furnizarea unor curenți de sarcină importanți.

Prin utilizarea stabilizatoarelor în regim de comutație se obține un randament mult mai mare. Elementul de comutație aflîndu-se doar în cele două stări bine precizate, în conducție, respectiv blocat, puterea disipată pe el este substanțial redusă. Această situație determină creșterea puterii disponibile pe sarcină. Se obțin, în mod uzual randamente de 75—80%, iar în unele situații 90%, chiar și în cazul în care tensiunea stabilizată de la ieșire este o fracțiune din tensiunea de la intrare.

În afară de randamentul ridicat, stabilizatorul prezintă și alte avantaje. Datorită funcționării elementului de comutație în regim blocat-saturat, el poate asigura diferențe de tensiune intrare-ieșire mai mari comparativ cu stabilizatoarele liniare. Diminuarea pierderilor de putere elimină radiatoarele supradimensionate, reducînd gabaritul surselor de alimentare. Față de nivelul tensiunii de intrare, stabilizatoarele în regim de comutație pot furniza la ieșire niveluri de tensiune mai mari, mai mici sau de polaritate inversă.

Trebuie remarcat, totuși, că sub aspectul performanțelor electrice, stabilizatoarele în comutație prezintă cîteva dezavantaje.

Curentul livrat de redresorul de alimentare este, în general, pulsatoriu. În aplicațiile la care între redresor și sursă apare o impedanță parazită de valoare importantă, schimbările rapide ale curentului absorbit generează tensiuni de zgomot mari. Dezavantajul poate fi eliminat prin reducerea valorii impedanței, prin creșterea timpilor de intrare în conducție, respectiv de blocare a elementului de comutație sau prin introducerea unor filtre adecvate.

Răspunsul la variații rapide ale curentului de ieșire este mai lent. Pentru ca timpul de comutare să fie cît mai scurt, se recomandă folosirea în structura stabilizatorului a unor inductanțe cît mai mici.

Cu toate dezavantajele menționate, stabilizatoarele în comutație sînt tot mai mult acceptate de industrie datorită dimensiunilor mici la care se pot realiza, pentru aceleași puteri disipate, în comparație cu stabilizatoarele liniare, precum și datorită costului care scade o dată cu scăderea prețurilor componentelor active de comutație.

În 1985, aproximativ 40% din producția de alimentatoare de tensiune continuă era formată din stabilizatoare în comutație (fig. 1.2). O dată cu

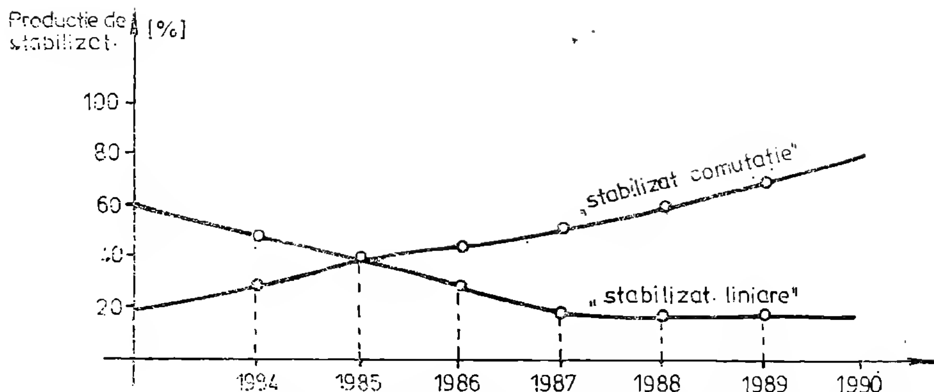


Fig. 1.2. Evoluția producției de stabilizatoare de tensiune continuă în perioada 1983–1989.

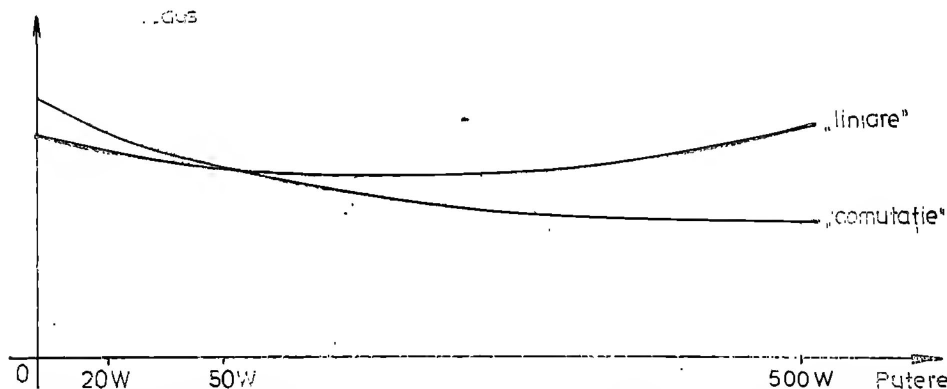


Fig. 1.3. Evoluția costului stabilizatoarelor de tensiune continuă în funcție de puterea debitată

creșterea pe piața mondială a numărului de microcalculatoare și minicalculatoare, cu capacități de calcul tot mai mari, cu volum și greutate reduse, stabilizatoarele în comutație au devenit elemente indispensabile în aparatura electronică modernă.

Referitor la costul unui stabilizator de tensiune continuă, este semnificativă diagrama din figura 1.3, în care firma Motorola [2] prezintă evoluția indicatorului „valoare stabilizator/putere livrată".

Punctul de intersecție a celor două curbe arată că pentru puteri de 50 W, prețul unei surse liniare este același cu al unei surse în comutație. Concordanța, însă, în viitor nu se mai respectă, pentru că prețul elementelor active de comutație scade vertiginos. Se estimează că sursele liniare vor fi rentabile a se construi numai pentru puteri mai mici de 20 W.

În tabelul 1.1 [2] se prezintă o comparație între un stabilizator în comutație ce lucrează pe frecvența de 20 kHz și un stabilizator liniar.

Parametru	Stabilizator în comutație	Stabilizator liniar
Randament	75%	30%
Putere dezvoltată/unitate de volum	2W/inch³	0,5 W/inch³*
Putere dezvoltată/unitate de masă	40 W/lb	10 W/lb**
Cost/unitate de putere (50—150 W)	1,00 $/W	1,50 $/W
Coeficient de stabilizare	0,1%	0,1%
Pulsații la ieșire (vîrf la vîrf)	50 mV	5 mV
Tensiuni de zgomot	50—200 mV	—
Timp de răspuns	1 ms	20 μs

* 1 inch = 25,4 mm;
** 1 lb = 453,592 g.

Din tabel se desprind următoarele observații:

Randamentul unui stabilizator în comutație (70—80%) este superior celui oferit de stabilizatorul liniar (30%). Volumul unei surse în comutație (de exemplu la frecvența de 20 kHz), la aceeași putere debitată la ieșire este de 4 ori mai mic decît al stabilizatorului liniar. Se apreciază că, pe măsura ce frecvența de tact crește (100—200 kHz) se poate obține o reducere a volumului de circa 6 ori. În ceea ce privește nivelul tensiunilor de zgomot, acesta este mai mare ca la stabilizatorul liniar, dar poate fi mult diminuat de circuite de filtraj corect dimensionate și plasate la bornele de intrare al stabilizatorului. Prin creșterea frecvenței de tact pînă la 500 kHz, corelată cu utilizarea unor componente active care pot lucra la o astfel de frecvență, tensiunile de zgomot devin neînsemnate ca amplitudine și foarte ușor de filtrat.

1.4. CLASIFICAREA SURSELOR DE TENSIUNE CONTINUĂ ÎN COMUTAȚIE

Se cunosc din literatura de specialitate [1, 3, 5] numeroase variante constructive adoptate pentru realizarea surselor de tensiune continuă în comutație (STCC). Analizînd soluțiile constructive adoptate și avînd în vedere tipul de circuit electronic utilizat ca element de comutație, STCC se pot clasifica astfel:

— STCC de tip direct („forward converter");
— STCC cu revenire („flyback converter");
— STCC în contratimp („push-pull converter").

Modelul STCC de tip direct este ilustrat în figura 1.4. Cînd întrerupătorul este închis, curentul străbate inductivitatea L și produce la bornele rezistenței de sarcină R_s o tensiune de aceeași polaritate cu cea a tensiunii de la intrare, U_i. Dioda D este polarizată invers. Cînd întreru-

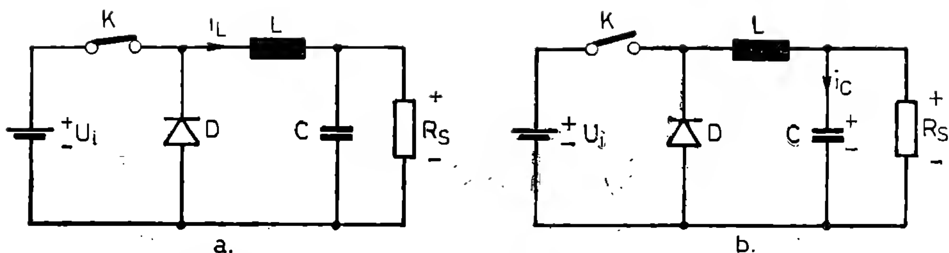


Fig. 1.4. Modelul STCC „forward": a) comutator închis; b) comutator deschis.

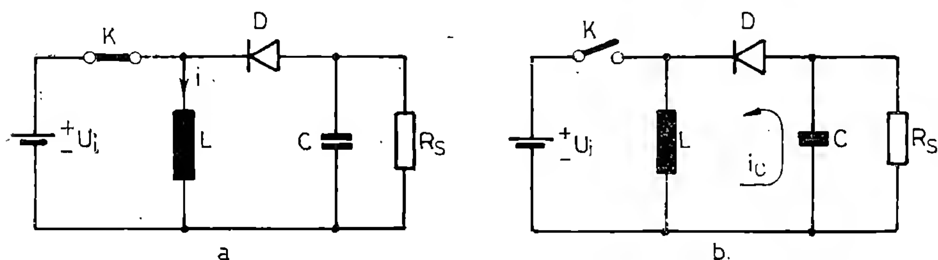


Fig. 1.5. Modelul STCC „flyback": a) comutator închis; b) comutator deschis.

pătorul K este deschis, energia înmagazinată în inductanță polarizează în sens direct dioda, producînd prin capacitate un curent cu sensul celui indicat în figura 1.4, *b*. Se observă că indiferent de starea comutatorului, tensiunea pe rezistența de sarcină rămîne de aceeași polaritate ca și tensiunea de la intrare. Circulația curentului prin sarcină este neîntreruptă, în timp ce curentul debitat de sursa de tensiune U_i este pulsatoriu.

Figura 1.5 redă schema de principiu a STCC de tip „flyback". Cînd întrerupătorul K este închis, inductanța L înmagazinează energie, iar dioda este blocată. Circuitul de sarcină este nealimentat. Cînd întrerupătorul se deschide, energia înmagazinază în inductanță determină deschiderea diodei. Tensiunea la bornele rezistenței R_s apare cu polaritate opusă față de cea a sursei de la intrare U_i.

La o anumită frecvență de comandă a întrerupătorului, atît curentul debitat consumatorului R_s, cît și cel absorbit de la sursa U_i este pulsatoriu.

În funcție de natura consumatorului, de cerințele impuse cu privire la asigurarea unui anumit grad de izolare galvanică față de rețeaua de alimentare, cele două tipuri de surse se realizează sub forma:

a) STCC cu transformator de izolare;

b) STCC fără transformator de izolare.

În fig. 1.6 este redată schema de principiu a STCC în contratimp. Ea constă de fapt din două surse de tip „forward" care funcționează alternativ și debitează pe un circuit de sarcină comun. Diodele din secundarul transformatorului redresează tensiunea alternativă obținută în urma comandării celor două întrerupătoare K_1 și K_2.

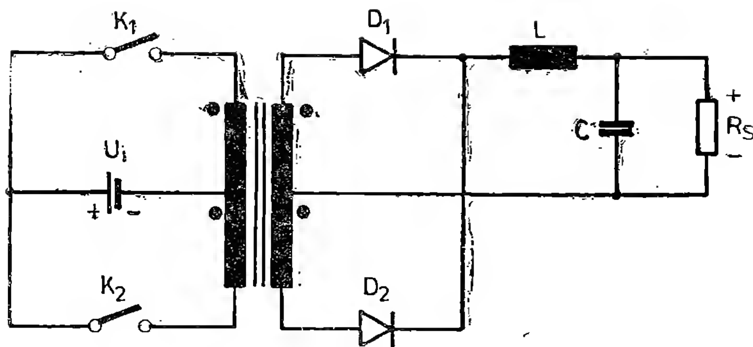


Fig. 1.6. STCC în contratimp.

BIBLIOGRAFIE

1. Ristea, I., Popescu, C. A., *Stabilizatoare de tensiune*, Ed. Tehnică, 1983.
2. * * * *Linear and switch mode voltage regulator manual*, Motorola Inc., 1983.
3. Hnatek, E. R., *Design of solid state power supplies*, 2nd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, 1981.
4. * * * *Philips Data Handbook*, 1986.
5. Eadie, I. S., *Power MOS as a switch mode power supply component*, Second Int. Conf. on power electronics and variable speed drives, Bruxelles, 1986.

TIPURI DE SURSE ÎN COMUTAŢIE

2.1. STCC „FORWARD" CU IZOLARE

În fig. 2.1 se prezintă topologia sursei şi formele de undă asociate La analizarea funcţionării se consideră că transformatorul este ideal, fără capacităţi şi inductanţe parazite, iar inductanţa de filtraj, L, este folosită ca un element de circuit pentru înmagazinarea energiei debitate în secundar.

Cînd tranzistorul este adus în conducţie, curentul în înfăşurarea primară începe să crească, în ea înmagazinîndu-se energie. Datorită alegerii aceluiaşi sens de bobinare pentru înfăşurarea secundară, 2, tensiunea indusă în secundar va polariza direct dioda D_2. Aceasta va intra în conducţie şi inductivitatea de filtraj L va înmagazina energie. Dioda D_3 este invers polarizată în acest moment. Cînd tranzistorul este adus în starea de blocare, tensiunile induse în înfăşurări îşi schimbă polarităţile. Dioda D_3 se deschide permiţînd menţinerea circulaţiei de curent prin rezistenţa de sarcină.

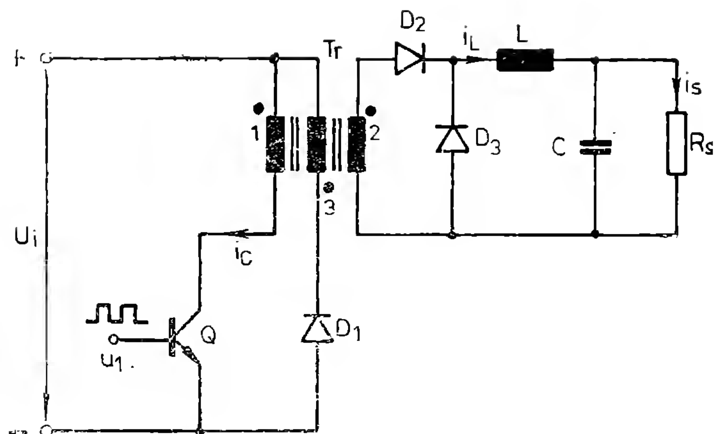
Înfăşurarea 3 şi dioda D_1 permit demagnetizarea transformatorului în intervalul de timp t_2, cînd tranzistorul este blocat prin cedarea energiei înmagazinate sursei de alimentare. Zonele haşurate în diagrama din fig.2.1 reprezintă curentul de magnetizare, exprimat prin relaţia:

$$I_{max} = \frac{T\alpha_{max} \cdot U_i}{L}, \tag{2.1}$$

unde: $\alpha = \frac{t_1}{T}$ se numeşte factor de umplere, α_{max} reprezintă valoarea maximă a factorului de umplere corespunzător duratei maxime de conducţie a tranzistorului, iar L este inductanţa din circuitul de ieşire.

Datorită prezenţei înfăşurării 3 şi diodei D_1, tensiunea pe tranzistor nu poate depăşi $2U_i$, adică:

$$U_{CEmax} = 2U_i. \tag{2.2}$$



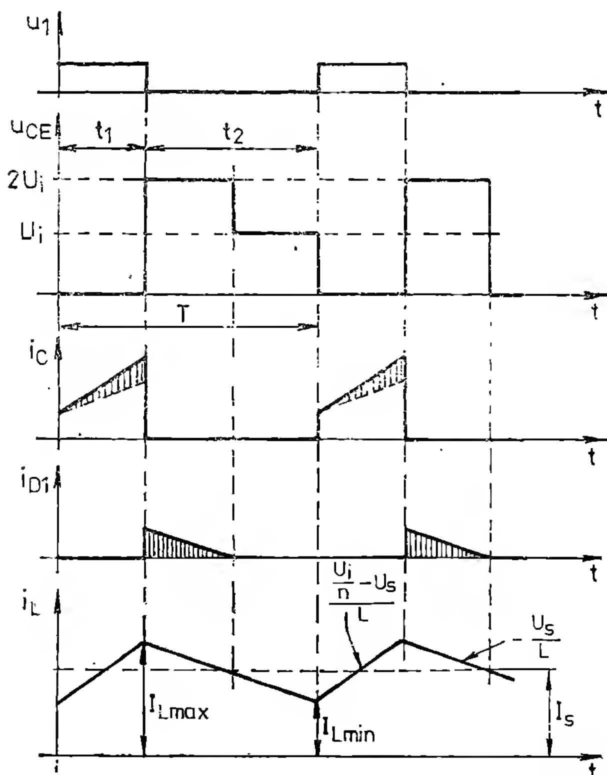


Fig. 2.1. STCC „forward" cu izolare şi formele de undă aferente.

Formele de undă mai scot în evidență că tensiunea colector-emitor se menține la această valoare atîta timp cît conduce dioda D_1.

Curentul de colector este dat de suma a doi curenți și anume, curentul reflectat din secundar și curentul de magnetizare, adică

$$I_c = \frac{I_s}{n} + \frac{T\,\alpha_{max}\,U_i}{L}, \qquad (2.3)$$

unde :

n este raportul de transformare între înfășurarea primară și secundară ;
I_s — curentul de sarcină ;
$\alpha_{max} \cdot T$ — durata maximă de conducție a tranzistorului ;
L — inductanța circuitului de filtraj.

Întrucît

$$U_{smax} = \alpha_{max} \cdot \frac{U_i}{n}, \qquad (2.4)$$

sau

$$U_i = \frac{n\ U_{smax}}{\alpha_{max}}, \qquad 5)$$

expresia curentului de colector devine

$$I_c = \frac{I_s}{n} + \frac{nTU_{smax}}{L}. \qquad (2.6)$$

Cum, în general, curentul de magnetizare este mult mai mic decît curentul cerut de consumator, putem scrie

$$I_c \cong \frac{I_s}{n}. \qquad (2.7)$$

În cazul în care tensiunea de intrare este mare, se pot utiliza două tranzistoare în conexiunea prezentată în figura 2.2.

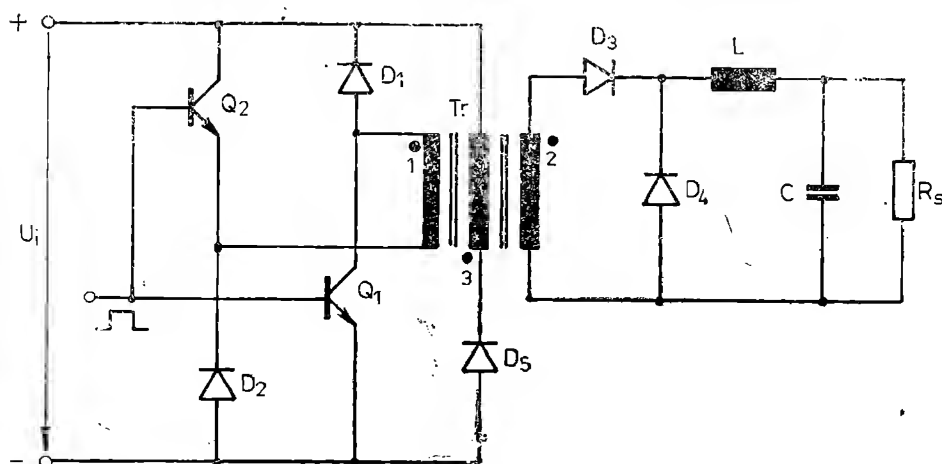


Fig. 2.2. STCC „forward" cu limitarea tensiunii colector-emitor.

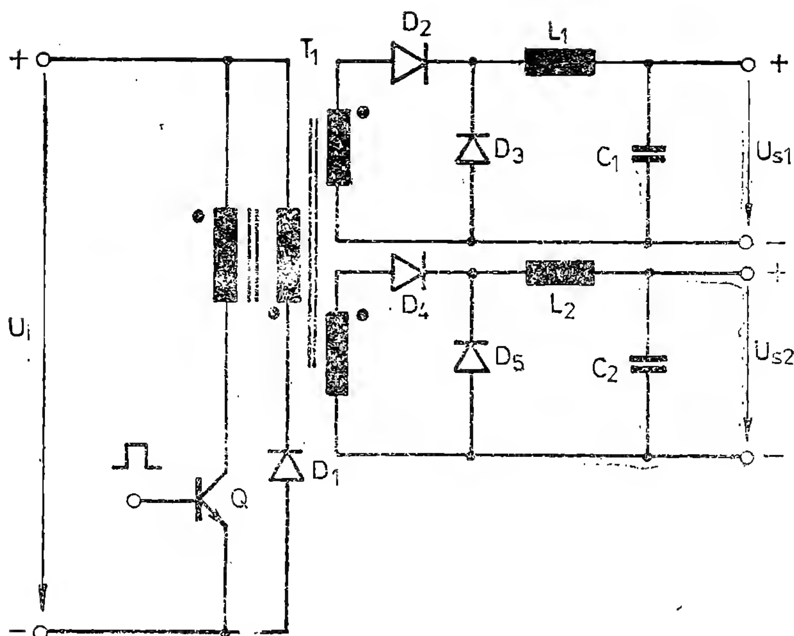


Fig. 2.3. STCC „forward" multiplă.

Cele două tranzistoare sînt comandate simultan, iar tensiunea colector-emitor pe fiecare tranzistor nu poate depăși valoarea U_i.

Dacă în secundarul transformatorului se bobinează mai multe înfășurări, fiecare avînd circuit propriu de redresare și filtrare, se poate obține o sursă, care furnizează mai multe tensiuni. În figura 2.3 este prezentată o astfel de soluție cu două tensiuni de ieșire.

2.2. STCC „FORWARD" FĂRĂ IZOLARE

Configurația de bază a STCC de tip „forward" fără izolare este redată în fig. 2.4, *a*.

La intrare se aplică o tensiune continuă U_i și se asigură la ieșire, pe rezistența de sarcină R_s, o tensiune U_s, continuă, în condițiile în care tensiunea de intrare și rezistența de sarcină se modifică între anumite limite. Prin închiderea, respectiv deschiderea, întrerupătorului K cu o anumită frecvență sau prin modificarea factorului de umplere al semnalului cu care se comandă tranzistorul Q din schema echivalentă (fig. 2.4, *b*) se obține o tensiune de formă rectangulară, care apoi este filtrată cu o bobină și un condensator.

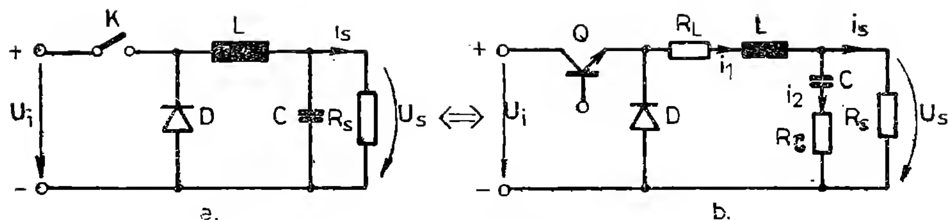


Fig. 2.4. a) STCC „forward" fără transformator de izolare; b) Schema echivalentă.

În figura 2.4, *b*, R_L și R_C reprezintă rezistența bobinei, respectiv rezistența de pierderi a condensatorului.

Principiul de funcționare este următorul. Tranzistorul *Q* este comandat de un semnal rectangular de frecvența *f*. În timpul *t* cînd tranzistorul este în conducție, tensiunea de intrare U_i se aplică la intrarea filtrului *LC*, determinînd creșterea curentului i_1. Cînd tranzistorul este blocat, energia înmagazinată în inductanță asigură menținerea circulației curentului de sarcină prin dioda *D*. În figura 2.5 se prezintă principalele forme de undă ale tensiunilor și curenților care definesc funcționarea circuitului de putere al unei astfel de surse. Relațiile care se **vor** scrie în continuare sînt valabile în următoarele condiții:

— se neglijează căderea de tensiune pe diodă în stare de conducție;

— se neglijează tensiunea de saturație a tranzistorului.

Fig. 2.5. Formele de undă pentru circuitul din fig. 2.4.

Tensiunea la ieșirea U_s va corespunde valorii medii a tensiunii de la intrarea filtrului LC:

$$U_s = U_i \cdot \frac{t_1}{T}, \tag{2.8}$$

unde $T = 1/f$.

Circuitul de comandă al tranzistorului T de putere trebuie să conțină un subansamblu care să urmărească modul de variație al tensiunii de ieșire și să intervină asupra factorului de umplere $\alpha = t_1/T$ astfel ca valoarea medie U_s să rămînă constantă atunci cînd U_i sau R_s se modifică între anumite limite.

În intervalul de timp cît tranzistorul este în conducție și bobina înmagazinează energie, amplitudinea curentului absorbit este

$$\Delta i_1 = \frac{(U_i - U_s - U_{CEsat} - I_s \cdot R_L)\, t_1'}{L}, \tag{2.9}$$

iar în intervalul de timp în care tranzistorul este blocat avem:

$$\Delta i_1 = \frac{(U_s + U_D + I_s \cdot R_L)\, t_2'}{L}, \tag{2.10}$$

unde: U_{CEsat} este tensiunea la saturație a tranzistorului, iar U_D tensiunea pe dioda recuperatoare în stare de conducție.

Dacă se neglijează U_{CEsat}, U_D și R_L relațiile de mai sus se scriu:

$$\Delta i_1 = \frac{U_i - U_s}{L} t_1, \tag{2.11}$$

respectiv

$$\Delta i_1 = \frac{U_s \cdot t_2}{L}. \tag{2.12}$$

Se observă că dacă se ține cont de căderile de tensiune pe tranzistor și diodă și de rezistența bobinei, la aceeași amplitudine Δi_1 a curentului, rezultă timpi de conducție, respectiv de blocare diferiți, adică:

$$t_1' \neq t_1, \text{ iar } t_2' \neq t_2.$$

Dacă împărțim membru cu membru, relațiile de mai sus, 2.11 și 2.9, respectiv 2.12 și 2.10 avem:

$$\frac{t_1'}{t_1} = \frac{U_i - U_s}{U_i - U_s - U_{CE_{sat}} - I_s R_L}, \tag{2.13}$$

iar

$$\frac{t_2'}{t_2} = \frac{U_s}{U_s + U_D + I_s \cdot R_L}. \tag{2.14}$$

Aceste relații scot în evidență că prin luare în considerație a tensiunilor pe tranzistorul saturat și pe diodă, precum și a rezistenței bobinei se obțin $t_1' > t_1$, $t_2' < t_2$, ceea ce afectează valoarea medie a tensiunii la ieșire.

Curentul prin condensator este

$$i_2 = i_1 - I_s, \tag{2.15}$$

iar valoarea medie a sa este nulă, deci $\Delta i_2 = \Delta i_1$. Acest curent produce o tensiune pulsatorie la ieșire. Componenta alternativă a tensiunii de ieșire, u_s, provine din însumarea tensiunii de pe capacitate și de pe rezistența de pierderi a condensatorului.

Astfel:

$$u_s = u_c + u_{Rc}, \tag{2.16}$$

iar tensiunea, vîrf la vîrf, pe rezistența de sarcină este:

$$\Delta u_c = \Delta u_c + \Delta u_{Rc}. \tag{2.17}$$

Amplitudinea pulsațiilor tensiunii pe condensatorul de filtraj se determină astfel:

$$\Delta u_c = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1/2(\Delta i_1/2)\,(T/2)}{C} = \frac{\Delta i_1}{8fC}, \tag{2.18}$$

iar pe rezistența de pierderi a condensatorului

$$\Delta u_{Rc} = \Delta i_1 \cdot R_c, \tag{2.19}$$

iar

$$\Delta u_s = \frac{\Delta i_1}{8f \cdot C} + \Delta i_1 \cdot R_c. \tag{2.20}$$

Întrucît tensiunea pe condensator se poate exprima și ca integrala de timp a curentului prin condensator, curent ce prezintă o lege de variație liniară, forma de variație în timp a tensiunii pe condensator este nesinusoidală. Se mai remarcă din grafic că i_2 și u_c sînt în cuadratură, adică valoarea minimă și maximă a tensiunii u_c are loc la trecerile prin zero ale curentului i_2.

Din ultimul grafic al figurii 2.5 se observă că amplitudinea acestei tensiuni pulsatorii depinde de valoarea rezistenței de pierderi a condensatorului R_c. Este necesar să se utilizeze ca element filtrant un condenstor de valoare cît mai mare și cu rezistența proprie cît mai mică.

Randamentul unei astfel de surse se definește astfel:

$$\eta = \frac{P_{ieșire}}{P_{intrare}} = \frac{U_s \cdot I_s}{U_s \cdot I_s + p_{T_s} + p_{D_c} + p_T + p_D + p_L + p_C}, \tag{2.21}$$

unde:

— P_{T_s} sînt pierderile de putere pe tranzistorul de putere, la saturație;

$$p_{T_s} = U_{CE_{sat}} \cdot I_s \cdot \frac{t_1}{T}. \tag{2.22}$$

Cum $\frac{t_1}{T} = \frac{U_s}{U_i}$, cel mai defavorabil caz are loc atunci cînd tensiunea U_i este minimă, iar durata de conducție t_1 este maximă.

— p_{D_c} sînt pierderile de putere pe dioda D în stare de conducție

$$p_{D_c} = U_D \cdot I_s \cdot \frac{t_2}{T} \qquad (2.23)$$

$$t_2 = T - t_1 = T - T \cdot \frac{U_s}{U_i} = T\left(1 - \frac{U_s}{U_i}\right)$$

$$p_{D_c} = U_D \cdot I_s \cdot \left(1 - \frac{U_s}{U_i}\right). \qquad (2.24)$$

Pierderile de putere pe dioda recuperatoare sînt cu atît mai mici cu cît raportul $\frac{U_s}{U_i}$ este mai mare.

— p_T reprezintă pierderile de putere pe tranzistorul de putere la comutație

$$p_T = \left(\frac{U_i \cdot I_s}{2} t_r + \frac{U_i \cdot I_s}{2} \cdot t_c\right)\frac{1}{T} = U_i \cdot I_s \frac{t_r + t_c}{2T}, \qquad (2.25)$$

unde t_r și t_c reprezintă timpul de ridicare, respectiv de cădere al curentului prin tranzistor.

— p_D reprezintă pierderile de putere pe diodă la comutație. Calculul acestora este dificil de făcut dacă timpul de revenire al diodei nu este cu mult mai mic decît timpul de cădere al curentului prin tranzistor, pentru că dioda poate produce un scurtcircuit la ieșire. Atunci pierderile de putere pe tranzistor au cu totul altă valoare decît cea exprimată mai sus. Din acest motiv trebuie să se utilizeze o diodă cu timp de revenire care să nu fie cu mult mai mare decît jumătate din timpul de cădere al curentului prin tranzistor. În aceste condiții pierderile de putere pe diodă sînt neglijabile.

— p_L sînt pierderile de putere pe rezistența bobinei de filtraj. Ele se exprimă cu relația:

$$p_L = I_s^2 \cdot R_L; \qquad (2.26)$$

— p_c sînt pierderile de putere în circuitul de bază al tranzistorului de putere și se definesc astfel:

$$p_C = U_i \cdot I_b \cdot \frac{t_1}{T}, \qquad (2.27)$$

unde I_b este curentul de bază al tranzistorului. Dacă exprimăm pe t_1 ca

$$t_1 = \frac{U_s}{U_i} T, \text{ avem:}$$

$$p_C = U_i \cdot I_b \cdot \frac{1}{T} \frac{U_s}{U_i} \cdot T = U_s \cdot I_b. \qquad (2.28)$$

2.3. STCC „FLYBACK“ CU IZOLARE

Figura 2.6 redă cea mai simplă structură de stabilizator din această categorie, precum și formele de undă aferente.

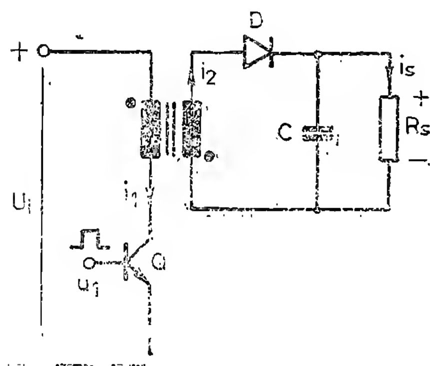
Tranzistorul Q trebuie să fie astfel ales încît să suporte tensiunea U_{CEmax} care poate să apară în timpul funcționării, precum și curentul maxim de colector.

Tensiunea maximă pe care trebuie să o susțină tranzistorul atunci cînd se blochează se determină astfel. Fie Δi_1 variația de curent care apare în primarul transformatorului cînd tranzistorul intră în conducție.

$$\Delta i_1 = \frac{U_i}{L} \cdot t_1, \tag{2.29}$$

iar $\Delta i_1'$ variația de curent cînd tranzistorul se blochează

$$\Delta i_1' = \frac{U_{CE} - U_i}{L} \cdot t_2. \tag{2.30}$$



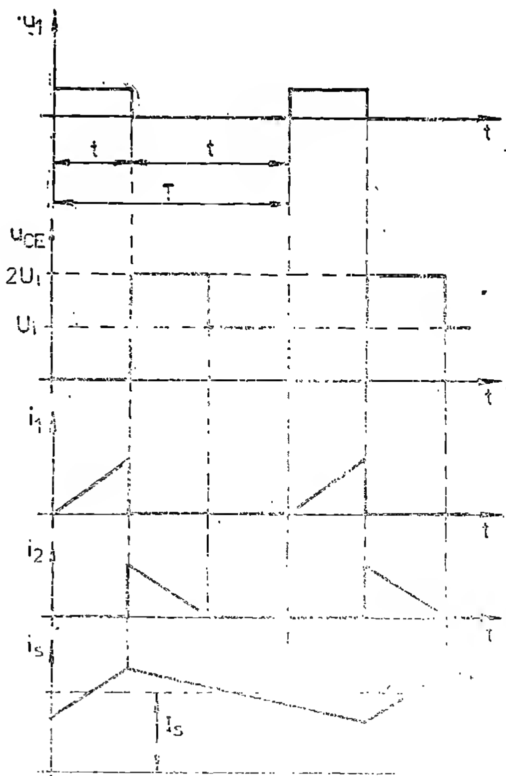


Fig. 2.6. STCC „flyback" cu izolare: a) schema de principiu; b) formele de undă.

Punînd condiţia ca $\Delta i_1 = \Delta i_1'$ se obţine:

$$\frac{U_{CE} - U_i}{L} t_2 = \frac{U_i}{L} t_1 \qquad (2.31)$$

$$U_{CE} \cdot t_2 = U_i(t_1 + t_2)$$

$$U_{CE} = \frac{U_i \cdot T}{t_2},$$

sau

$$U_{CE} = \frac{U_i}{1 - \alpha}, \qquad (2.32)$$

unde $\alpha = \frac{t_1}{T}$ este factorul de umplere.

Relaţia (2.32) ne arată că se poate determina întotdeauna tensiunea U_{CE} maximă la care este supus tranzistorul dacă se cunoaşte valoarea maximă a factorului de umplere, adică

$$U_{CE\,max} = \frac{U_i}{1 - \alpha_{max}}. \qquad (2.33)$$

Dacă $\alpha_{max} \leqslant 0{,}5$ tensiunea maximă de colector poate fi $U_{CE\,max} \leqslant 2{,}0\ U_i$.

A doua cerinţă care trebuie respectată la alegerea tipului de tranzistor este legată de curentul de colector maxim. Astfel

$$I_C = \frac{I_s}{n}, \qquad (2.34)$$

unde I_s este valoarea maximă a curentului de sarcină, iar n este raportul de transformare.

Pentru a determina valoarea acestui curent în funcţie de puterea necesară la bornele consumatorului şi de tensiunea de intrare este necesar să se exprime puterea la bornele consumatorului în funcţie de energia transferată din primarul în secundarul transformatorului de separare:

$$P_s = \left(\frac{1}{2} L \cdot I_s^2\right) \cdot \frac{1}{T} \cdot \eta, \qquad (2.35)$$

unde η este randamentul transformatorului, iar $\left(\frac{1}{2} L I_s^2\right)$ este energia transferată în secundar.

Tensiunea pe inductivitatea transformatorului se poate scrie ca

$$U_i = \frac{I_L\,di}{dt}. \qquad (2.36)$$

Dacă se presupune că $di = I_s$ şi $1/dt = f/\alpha_{max}$, relaţia de mai sus devine

$$U_i = \frac{L\,I_s \cdot f}{\alpha_{max}}, \qquad (2.37)$$

de unde

$$L = \frac{U_i \cdot \alpha_{max}}{I_s \cdot f}. \tag{2.38}$$

Înlocuind acum în expresia puterii, avem :

$$P_s = \left(\frac{U_i \cdot f \cdot \alpha_{max} \cdot I_s^2}{2 f I_s}\right) \cdot \eta = \frac{1}{2} \eta U_i \cdot \alpha_{max} \cdot I_s, \tag{2.39}$$

iar

$$I_s = \frac{2P_s}{\eta \cdot U_i \cdot \alpha_{max}}. \tag{2.40}$$

Acum expresia curentului de colector poate fi scrisă, pentru $n = 1$, astfel :

$$I_C = \frac{2P_s}{\eta \cdot U_i \cdot \alpha_{max}}. \tag{2.41}$$

Considerînd un randament maxim de 80% și un factor de umplere de 0,4, avem :

$$I_C = \frac{6{,}2\, P_s}{U_i}. \tag{2.42}$$

Analizînd relația (2.32) se poate vedea că tensiunea maximă de colector poate depăși dublul tensiunii de alimentare dacă $\alpha > 0{,}5$. În cazul în care nu dispunem de tranzistoare cu tensiune de colector mare, se poate utiliza structura din figura 2.7. Acest circuit utilizează două tranzistoare care sînt aduse în conducție și blocate în mod simultan. Diodele D_1 și D_2 îndeplinesc funcția de limitare a tensiunii inverse la o valoare egală cu U_i. În acest fel se pot folosi tranzistoare cu tensiune U_{CE} redusă, dar costul circuitului crește prin utilizarea în plus a lui Q_2, D_1 și D_2.

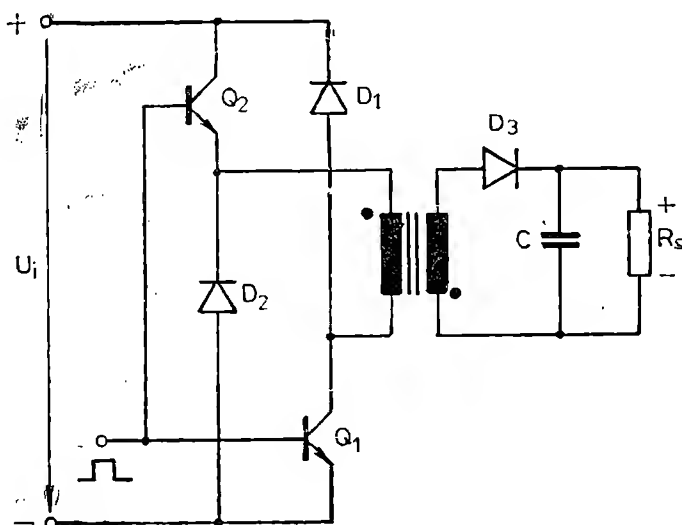


Fig. 2.7. STCC „flyback" cu limitarea tensiunii colector-emitor.

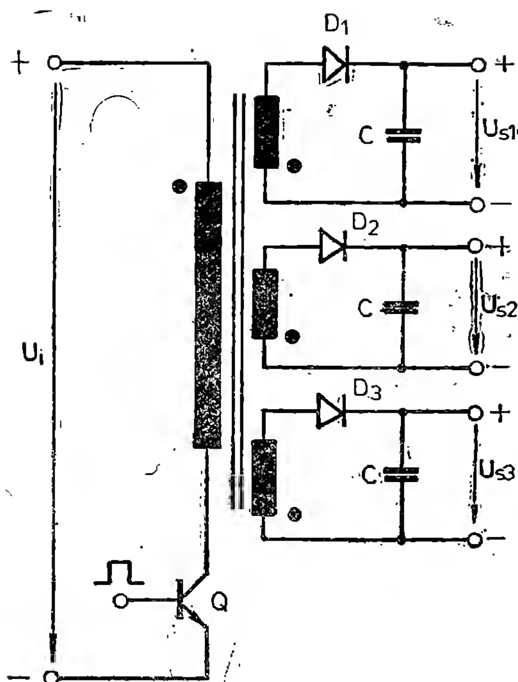


Fig. 2.8. STCC „flyback" multiplă.

Avantajul stabilizatoarelor de acest tip constă în simplitatea cu care se poate realiza o sursă multiplă (fig. 2.8). Transformatorul de separare acționează și ca inductivitate de șoc pentru circuitul de ieșire.

2.4. STCC „FLYBACK" FĂRĂ IZOLARE

Configurația de bază a stabilizatorului este prezentată în figura 2.9.

Cînd tranzistorul Q este adus în conducție, tensiunea de alimentare U_i se aplică inductanței L și curentul începe să crească liniar spre o valoare de vîrf maximă I_V. Întreaga energie a sursei este absorbită de inductanță și este cedată circuitului de sarcină cînd tranzistorul se blochează.

După forma de variație în timp a curentului de sarcină deosebim două situații (fig. 2.10):

— cu curent de sarcină întrerupt (fig. 2.10, *a*);

— cu curent de sarcină neîntrerupt (fig. 2.10, *b*).

a) **Funcționarea în regim de curent întrerupt**

Cînd tranzistorul este adus în conducție, valoare maximă a curentului se exprimă astfel:

$$I_v = \frac{U_i \cdot t_1}{L}. \qquad (2.43)$$

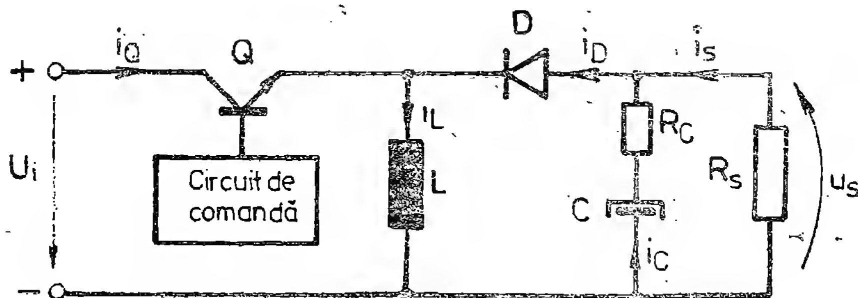


Fig. 2.9. TCSC „flyback" fără transformator de izolare.

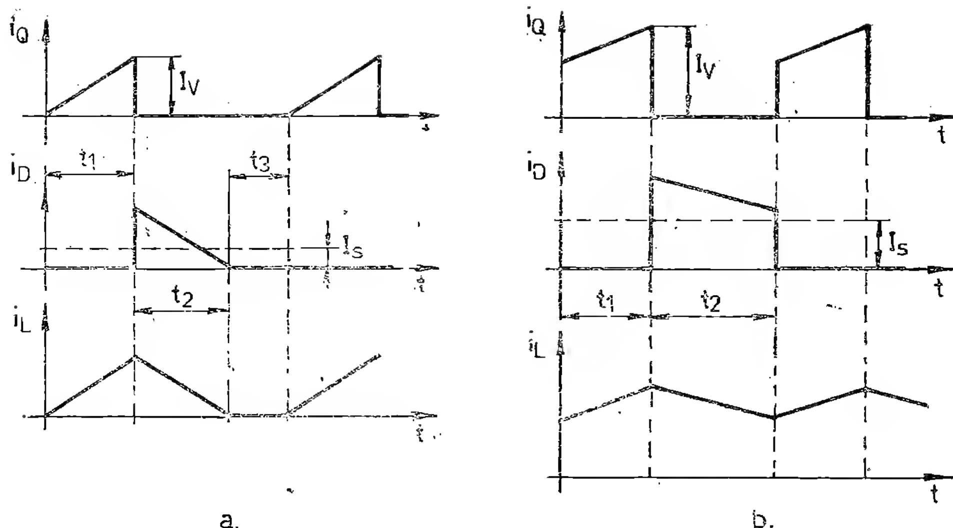


Fig. 2.10. Formele de undă aferente figurii 2.9: a) curent întrerupt; b) curent neîntrerupt.

Energia acumulată în inductanță este:

$$W = \frac{1}{2} L I_v^2 . \tag{2.44}$$

Această energie este transferată capacității și rezistenței de sarcină și curentul scade liniar, de la I_v la zero, adică:

$$I_v = \frac{U_s \cdot t_2}{L} . \tag{2.45}$$

Puterea debitată pe sarcină se poate exprima ca produsul între energia înmagazinată în inductivitate și frecvența de comandă a tranzistorului

$$P_s = U_s \cdot I_s = \frac{1}{2} L I_v^2 \cdot f. \tag{2.46}$$

Din relațiile (2.43) și (2.45) se observă că între tensiunea de intrare și cea de ieșire există următoarea relație:

$$\frac{U_s}{U_i} = \frac{t_1}{t_2} . \tag{2.47}$$

Valoarea medie a curentului de sarcină corespunde valorii medii a curentului prin diodă, adică:

$$I_s = \frac{I_v}{2} \cdot \frac{t_2}{T} = \frac{I_v}{2} \cdot t_2 \cdot f. \tag{2.48}$$

Valoarea medie a tensiunii de ieşire poate fi modificată la o frecvenţă de lucru constantă, prin modificarea duratei de conducţie t_1 a tranzistorului. Pe măsură ce t_1 creşte, valoarea medie scade, fapt ce face dificilă reglarea tensiunii de ieşire la o frecvenţă de lucru constantă.

Cel mai simplu procedeu pentru a produce o modificare uşoară şi în limite largi a tensiunii de ieşire la o sursă care lucrează în regim de curent întrerupt este de a stabili o valoare fixă a curentului de vîrf prin bobină, care să determine la rîndul său o anumită durată de conducţie, t_2, a diodei. În aceste condiţii, frecvenţa de lucru se poate modifica în funcţie de valoarea curentului de sarcină, iar durata de conducţie a tranzistorului va depinde invers proporţional de tensiunea de intrare U_i.

În funcţionarea acestei surse, cazul cel mai defavorabil apare atunci cînd tensiunea de intrare este minimă şi curentul de sarcină este maxim. În această situaţie, frecvenţa de lucru are valoare maximă, iar intervalul de timp t_3, reprezentat în figura 2.10, *a*, este zero, fapt ce determină intrarea imediată în conducţie a tranzistorului, după ce dioda s-a blocat.

Din relaţiile (2.43) şi (2.45) se observă că

$$U_i \cdot t_1 = U_s \cdot t_2 = I_v \cdot L, \tag{2.49}$$

iar din figura 2.10, *a*

$$T = t_1 + t_2 + t_3 = \frac{1}{f}. \tag{2.50}$$

În cazul de faţă, cînd $T = T_{min}$, $f = f_{max}$, $t_3 = 0$, $U_i = U_{i\,min}$, relaţia (2.50) se scrie:

$$T_{min} = t_2\left(\frac{U_s}{U_{i\,min}} + 1\right) = \frac{1}{f_{max}}, \tag{2.51}$$

iar

$$t_2 = \frac{1}{f_{max}(U_s/U_{i\,min} + 1)}. \tag{2.52}$$

Acum relaţia (2.48) devine

$$I_{s\,max} = \frac{I_v}{2} \cdot f_{max} \cdot t_2 = \frac{I_v}{2} \cdot f_{max} \cdot \frac{1}{f_{max}(U_s/U_{i\,min} + 1)}, \tag{2.53}$$

de unde se poate exprima valoarea maximă a curentului prin tranzistor

$$I_v = 2I_{s\,max} \cdot (U_s/U_{i\,min} + 1). \tag{2.54}$$

Avînd precizată durata de conducţie t_2, se poate calcula din relaţia (2.49) valoarea inductivităţii:

$$L = \frac{t_2 \cdot U_s}{I_v}. \tag{2.55}$$

Amplitudinea pulsațiilor tensiunii pe condensatorul de filtraj depinde de sarcina acumulată de condensator:

$$\Delta u_c = \frac{\Delta Q}{C}. \tag{2.56}$$

Sarcina maximă acumulată este determinată de valoarea curentului I_v. Din forma de undă a curentului prin diodă se poate scrie că

$$\Delta Q_{max} = \frac{I_v \cdot t_2}{2}. \tag{2.57}$$

Înlocuind în relația (2.56) se găsește valoarea capacității de filtraj

$$C_{min} = \frac{I_v \cdot t_2}{2\Delta u_c}. \tag{2.58}$$

Căderea de tensiune pe rezistența proprie a condensatorului R_c se exprimă

$$u_{Rc} = I_v \cdot R_c, \tag{2.59}$$

iar amplitudinea pulsațiilor, vîrf la vîrf ale tensiunii pe sarcină este

$$\Delta u_s = u_{Rc} + \Delta u_c. \tag{2.60}$$

Limitele de variație ale frecvenței de lucru a sursei se pot stabili pornind de la relația:

$$I_s = \frac{I_v}{2} \cdot \frac{t_2}{T}, \tag{2.61}$$

sau

$$\frac{I_s}{f} = \frac{I_v}{2} \cdot t_2 = I_{s\,max}/f_{max}, \tag{2.62}$$

de unde

$$f = f_{max} \cdot \frac{I_s}{I_{s\,max}} \tag{2.63}$$

și

$$f_{min} = f_{max} \cdot \frac{I_{s\,min}}{I_{s\,max}}. \tag{2.64}$$

În figura 2.11 se prezintă un exemplu de realizare a unei surse „flyback" cu curent întrerupt, utilizînd ca element de comutație ansamblul de 2 tranzistoare de tipul PIC 625 [4].

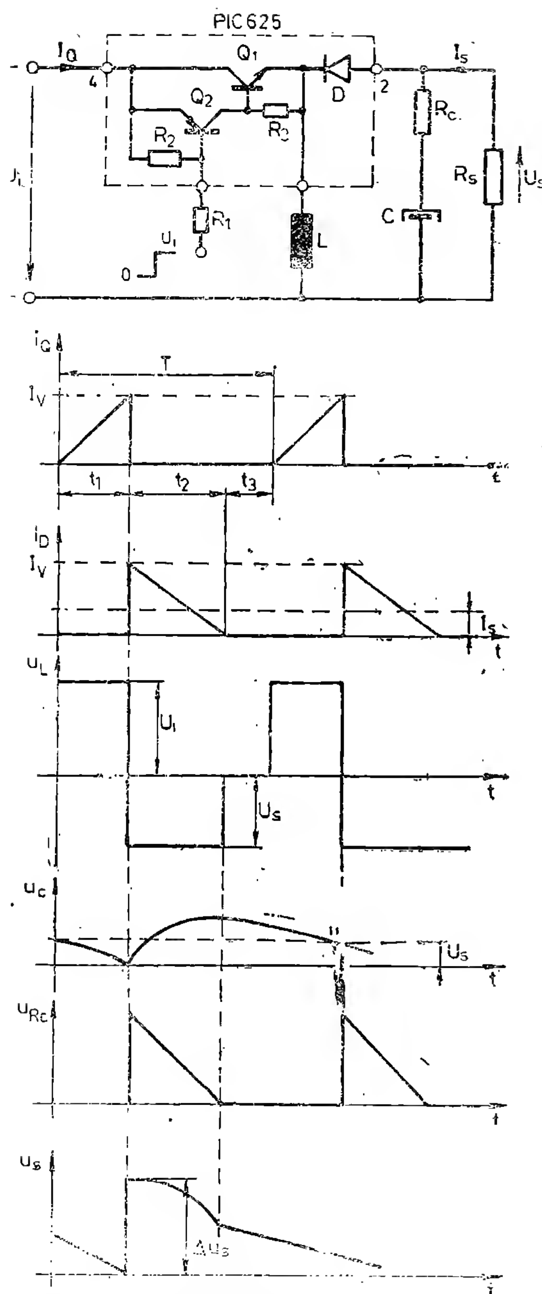


Fig. 2.11. Sursă „flyback" cu formele de undă aferente.

b) **Funcționarea în regim de curent neîntrerupt**

În această situație, sursa are nevoie de o inductanță de valoare mare astfel încît curentul să nu se anuleze niciodată. Deși curentul prin inductor este neîntrerupt, curentul prin capacitatea de filtraj poate fi pulsatoriu. Valoarea mare a amplitudinii pulsațiilor de curent necesită o capacitate de filtraj mai mare decît la sursele fără inversarea polarității tensiunii de ieșire. Costul componentelor este mai mare decît la sursa cu regim de curent întrerupt și totodată viteza de răspuns mai scăzută.

2.5. STCC ÎN CONTRATIMP

Sursa de tensiune în contratimp, a cărei schemă de principiu este prezentată în figura 2.12, poate fi echivalată cu două surse de tip „forward" care lucrează în antifază.

Formele de undă sînt redate în figura 2.13. Diodele D_1 și D_2 redresează tensiunea din secundar, furnizînd împreună curentul care străbate inductivitatea de filtraj L. În intervalul de timp în care tranzistoarele sînt blocate, secundarul transformatorului este scurtcircuitat de către cele două diode, care îndeplinesc în acest moment (în paralel) rolul de element de nul, ele fiind parcurse de curentul generat de energia înmagazinată în inductivitatea L. Cînd unul

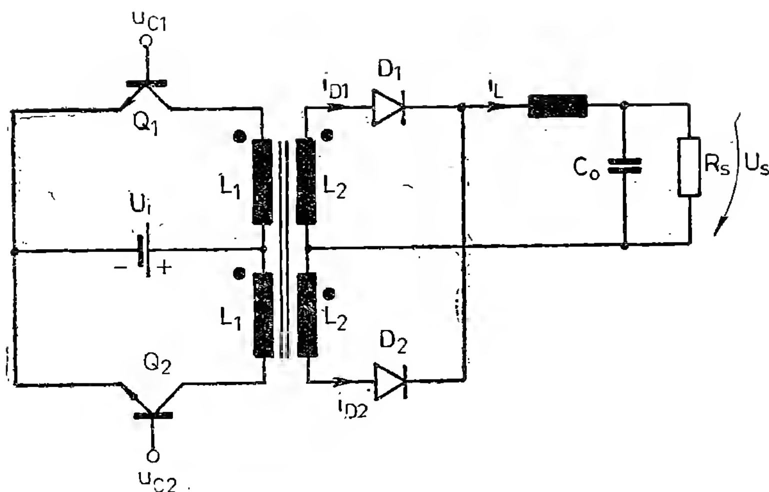


Fig. 2.12. STCC în contratimp.

din tranzistoare este deschis, tensiunea pe celălalt este suma tensiunilor din primar, adică $2U_i$, iar cînd ambele tranzistoare sînt blocate, tensiunea pe primarul transformatorului este nulă, tensiunea colector emitor fiind egală cu U_i.

Urmărind principalele forme de undă din figura 2.13 se constată că pentru o anumită valoare medie a curentului de sarcină, curentul mediu printr-un tranzistor este jumătate din curentul de sarcină, fapt ce determină o solicitare termică a acestora mult mai mică.

Tensiunea de la ieșire este dată de relația:

$$U_s = 2\alpha \frac{U_i}{n}, \tag{2.65}$$

unde:

α este factorul de umplere;
n — raportul de transformare.

Factorul α trebuie să fie mai mic de 0,5 pentru a împiedica apariția scurtcircuitului în primarul transformatorului datorită conducției simultane a celor două tranzistoare.

Curentul de sarcină poate fi calculat din forma de variație în timp a curentului i_L. Astfel:

$$I_s = \frac{1}{2}(I_{L\,max} + I_{L\,min}). \tag{2.66}$$

În figura 2.13 este reprezentat (hașurat) și curentul de magnetizare i_m, precum și influența lui asupra formei de undă a curenților prin tranzistoare și diode. În timpul cît un tranzistor este în conducție, curentul de magnetizare variază după o lege liniară de la $-(\alpha T U_i)/(2L_1)$ la $+(\alpha T U_i)/(2L_1)$. Cînd tranzistorul se blochează, circuitul primar este un circuit deschis și curentul de magnetizare este forțat să se închidă prin

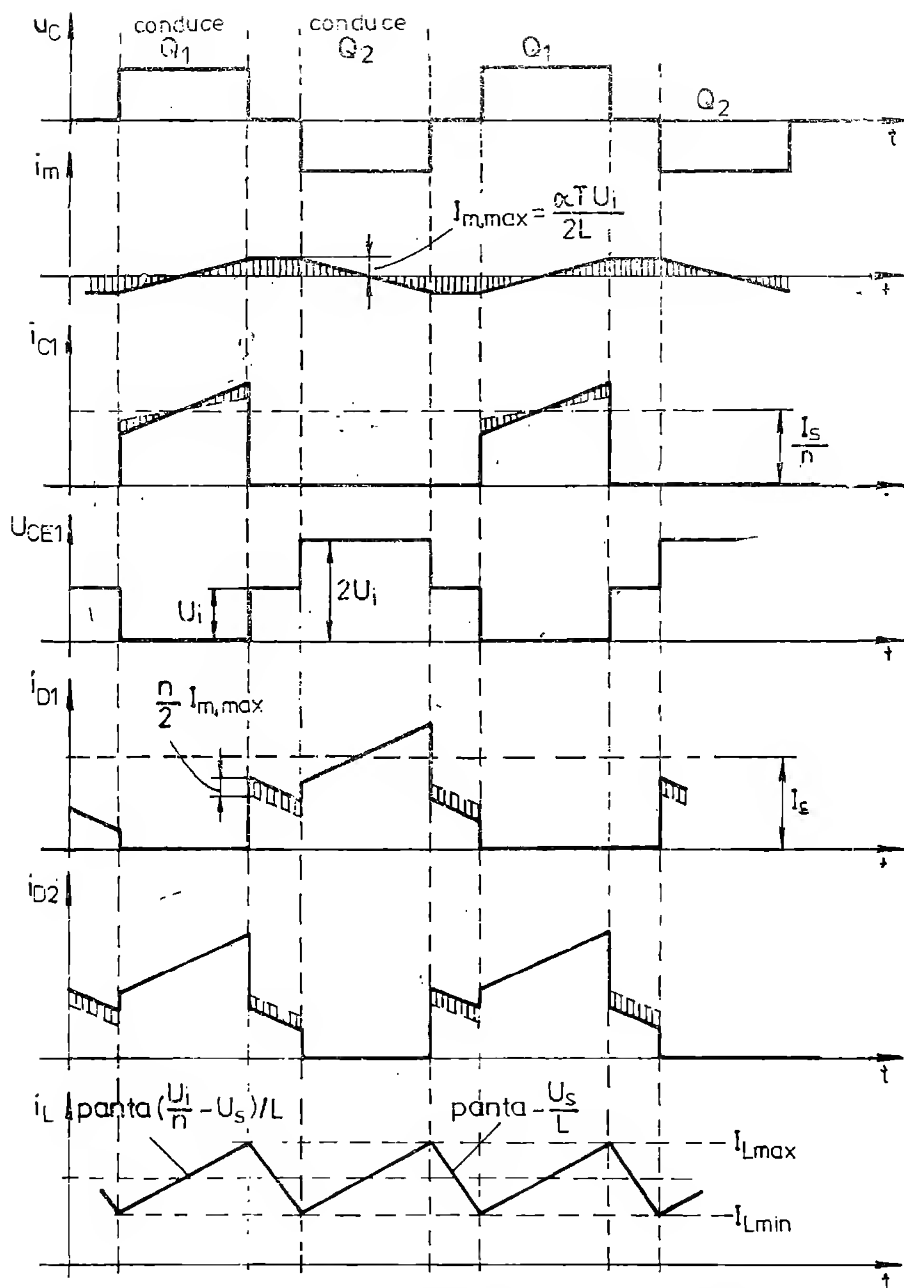


Fig. 2.13. Formele de undă aferente circuitului din figura 2.11.

diode D_1 și D_2. Curentul de sarcină și curentul de magnetizare se însumează într-o diodă, iar în cealaltă se scad. La un curent de sarcină redus, una din diode poate să înceteze de a mai conduce, iar curentul de magnetizare este redat circuitului de ieșire doar prin cealaltă diodă, avînd ca efect creșterea tensiunii la bornele condensatorului de filtraj. Dacă curentul de sarcină scade foarte mult, diodele nu mai pot să permită trecerea curentului de magnetizare, energia proporțională cu acest curent poate fi cedată sursei de alimentare prin intermediul diodelor, care, de obicei, se conectează între colectorul și emitorul tranzistoarelor pentru protejarea acestora la supratensiuni.

Figura 2.14 ilustrează forma curentului de magnetizare, pentru diferite valori ale curentului de sarcină. Se observă creșterea curentului de magnetizare pe măsură ce curentul de sarcină se apropie de zero.

Deoarece fiecare jumătate din sursă este identică cu o sursă de tip „forward", tensiunea maximă pe un tranzistor este:

$$U_{CEmax} = 2U_i. \tag{2.67}$$

Curentul de colector maxim printr-un tranzistor este

$$I_c = \frac{I_s}{n} + I_m. \tag{2.68}$$

Considerînd curentul de magnetizare $I_m \ll I_s/n$, rezultă că

$$I_C = \frac{I_s}{n}. \tag{2.69}$$

Bazîndu-ne pe aceleași considerente ca cele prezentate în paragraful 2.3, se poate scrie că:

$$I_c = \frac{P_s}{\eta U_i \cdot \alpha_{max}}. \tag{2.70}$$

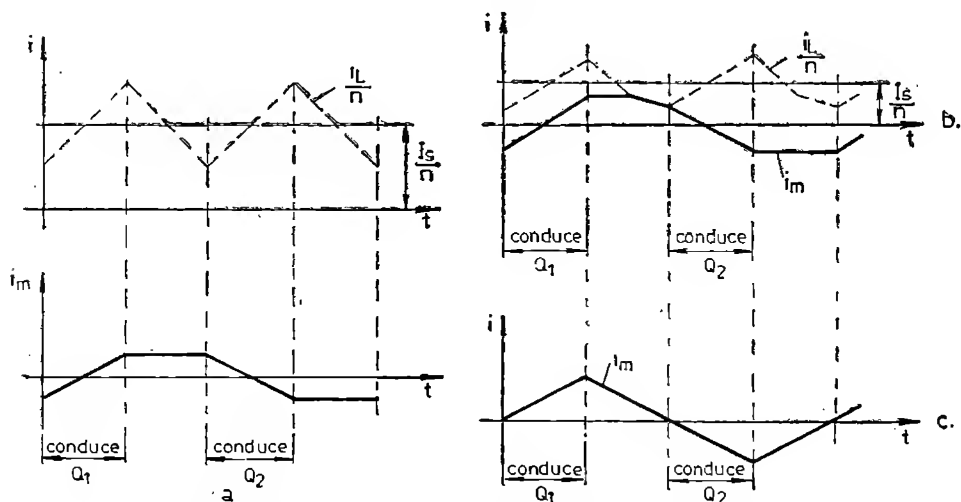


Fig. 2.14. Interacțiunea dintre curentul de magnetizare și curentul de sarcină: a) curent de sarcină mare; b) curent de sarcină redus; c) fără curent de sarcină.

Dacă în diagrama din figura 2.13 considerăm o asimetrie pronunţată în durata de conducţie a celor două tranzistoare şi anume, unul conduce 0,8 T iar celălalt 0,2T, pentru $\alpha_{max} = 0{,}8$, curentul maxim printr-un tranzistor este dat de relaţia

$$I_{cmax} = \frac{1{,}6\ P_s}{U_i}. \tag{2.71}$$

Deşi stabilizatorul în contratimp oferă avantajul creşterii puterii debitate pe circuitul de sarcină, el prezintă următoarele dezavantaje:

— Datorită inductanţelor de dispersie ale transformatorului, tensiunea colector-emitor a tranzistoarelor poate depăşi dublul tensiunii de alimentare. Astfel, în cazul folosirii unei tensiuni U_i de 200—220 V, tensiunea maximă poate depăşi chiar 800 V [1].

— Saturarea miezului feromagnetic. În prezent stabilizatoarele în comutaţie folosesc ca material feromagnetic feritele, care sînt larg utilizate datorită pierderilor de putere reduse cînd se lucrează la frecvenţe ce depăşesc 20 kHz. Din păcate, feritele sînt susceptibile la saturări rapide datorită densităţii relativ reduse a fluxului magnetic, care de obicei este de 3000 Gauss. Din acest motiv o polarizare în curent continuu a miezului conduce la saturarea rapidă a acestuia. Dacă caracteristicile tranzistoarelor nu sînt apropiate la intrarea şi ieşirea din conducţie a acestora, apare o componentă continuă a curentului, care poate duce miezul în saturaţie. Saturarea miezului produce apariţia unor vîrfuri de curent de colector de valoare mare, I_v, aşa cum este ilustrat în figura 2.15.

Creşterea de curent produce disipaţii de putere suplimentare pe tranzistoare, care pot conduce la ambalări termice ale acestora şi în final tranzistoarele se pot distruge.

Fenomenele mai sus prezentate ar putea fi înlăturate dacă s-ar recurge la:

— crearea unui întrefier în circuitul magnetic. Acest procedeu conduce însă la mărirea inductanţelor de dispersie, fapt de necesită conectarea unor elemente de circuit care să limiteze supratensiunile ce pot apare între colector şi emitor.

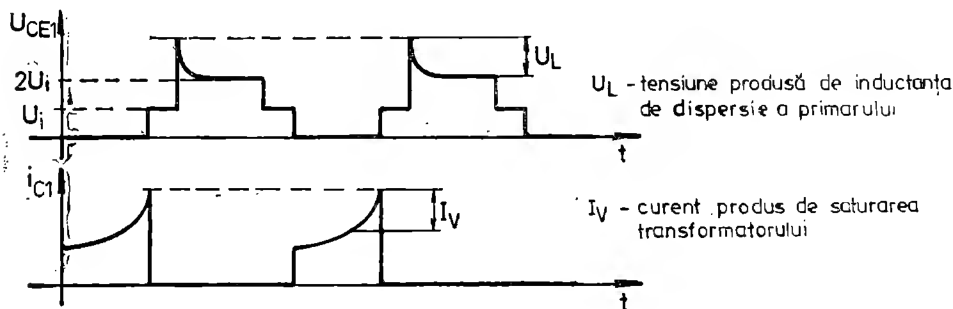


Fig. .15. Variaţia reală în timp a tensiunii şi curentului la un tranzistor din montajul în contratimp.

— folosirea unor circuite suplimentare pentru simetrizarea celor două secţiuni ale transformatorului. Această soluţie însă măreşte complexitatea şi costul sursei.

Dezavantajele montajului în contratimp ar putea fi complet înlăturat dacă s-ar utiliza structura în *semipunte* sau *punte*.

2.5.1. VARIANTE ALE SURSEI ÎN CONTRATIMP

a) **Sursă în comutaţie, în contratimp, în conexiune „semipunte"**

Soluţia constructivă de tip „semi-punte" (fig. 2.16) este foarte larg răspîndită în construcţia surselor de tensiune în comutaţie pentru că:

— permite conectarea directă la reţeaua de 220 V fără transformator de separare;

— oferă posibilitatea egalizării intervalelor de conducţie a tranzistoarelor, chiar dacă caracteristicile lor diferă între ele.

Un capăt al înfăşurării transformatorului este conectat la un punct cu potenţial creat de capacităţile C_1 şi C_2 a cărei valoare este $U_i/2$, iar celălalt capăt la punctul comun al tranzistoarelor Q_1 şi Q_2. Cînd Q_1 conduce, acesta ajunge la potenţialul pozitiv al sursei de alimentare, care în acest caz este formată din puntea redresoare compusă din diodele D_1—D_4. Cînd Q_1 se blochează şi intră în conducţie Q_2, se schimbă sensul de circulaţie al curentului în primar, pentru că acelaşi capăt al primarului, prin Q_2, ajunge la potenţialul negativ al sursei de alimentare. Prin comanda alternativă a celor două tranzistoare, în primar se va obţine o tensiune alternativă în amplitudine de 155 V. Se observă că tensiunea de colector a tranzistoarelor nu poate depăşi valoarea tensiunii de la intrare. Dacă admitem pentru transformator un randament $\eta = 0{,}8$ şi un factor de comandă $\alpha = 0{,}8$, curentul de colector este dat de relaţia

$$I_c \cong \frac{3P_s}{U_v}. \qquad (2.72)$$

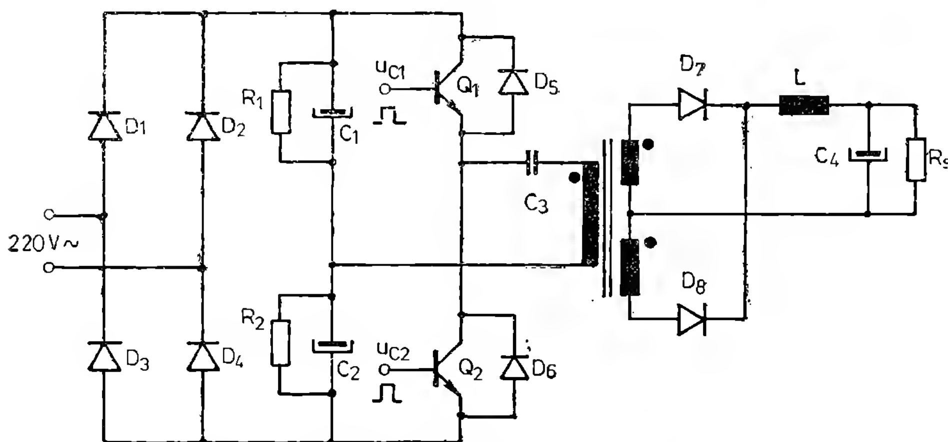


Fig. 2.16. Configuraţia de sursă în conexiune „semipunte".

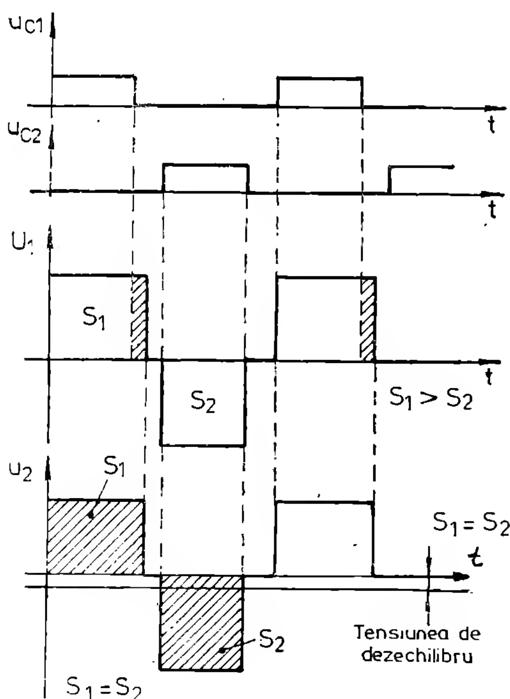
Al doilea scop urmărit este de a simetriza montajul în așa fel încît să se evite saturarea miezului. Considerăm că cele două tranzistoare nu sînt identice. Fie Q_1 tranzistorul care are un timp necesar blocării mai mare decît Q_2. Figura 2.17, *a* arată că înaintea capacității C tensiunea alternativă prezintă alternanțe a căror arii diferă funcție de timpii de ieșire din saturație a celor două tranzistoare. Asimetria produsă în tensiune determină o componentă continuă care magnetizează permanent miezul, creind posibilitatea de saturare rapidă a acestuia.

Prin introducerea condensatorului C_3 în serie cu înfășurarea primară, polarizarea în curent continuu a miezului proporțională cu aria hașurată în fig. 2.17, *a* este înlăturată și cele două semialternanțe ale tensiunii de ieșire prezintă arii egale.

Analizînd schema de principiu din figura 2.16 constatăm că C_3 împreună cu inductanța de filtraj constituie un circuit oscilant a cărui frecvență proprie de rezonanță este dată de relația

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C}}, \tag{2.73}$$

unde L_R este inductanța filtrului reflectată în primar.



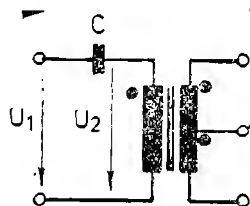


Fig. 2.17. Explicativă pentru comportarea tranzistoarelor cînd nu există condensatorul C (cazul a) și cînd este introdus condensatorul C (cazul b).

Ținînd cont de numărul de spire n_1 și n_2 din primar, respectiv secundar

$$L_R = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 L, \tag{2.74}$$

iar capacitatea de cuplare se exprimă astfel

$$C = \frac{1}{(2\pi \cdot f_0)^2 \cdot (n_1/n_2)^2 L}. \tag{2.75}$$

Pentru ca încărcarea condensatorului să fie liniară, frecvența de rezonanță trebuie să fie cu mult sub frecvența de comutare a tranzistoarelor. În practică acest deziderat se îndeplinește dacă se consideră

$$f_0 = 0{,}25 f, \tag{2.76}$$

unde f este frecvența de comutare a trazistoarelor.

Diodele D_5 și D_6 protejează tranzistoarele la tensiuni inverse maxime ca să depășească limitele impuse și totodată elimină vîrfurile de tensiune ce pot apare ca urmare a saturării miezului. Diodele trebuie să prezinte o tensiune colector-emitor maximă admisă de cel puțin două ori mai mare decît tensiunea colector-emitor maximă și să aibă un timp de revenire foarte scurt.

b) **Sursă în comutație „în punte"**

Utilizînd topologia unei surse în comutație în conexiunea de semipunte, solicitările tranzistoarelor din punct de vedere al tensiunilor colector-emitor maxime sînt mai reduse, în schimb, așa după cum rezultă din relațiile (2.71) și (2.72) ce definesc curentul de colector maxim, acesta este dublu față de montajul în contratimp. Astfel, la puteri mari, disipația de putere la tranzistoare este mare și conexiunea în „semipunte" nu-și găsește aplicabilitatea.

Dezavantajul este înlăturat dacă se folosește montajul „în punte" (fig. 2.18).

În această configurație conduc simultan cîte două tranzistoare, cele aflate pe laturi opuse (Q_1 și Q_4 sau Q_2 și Q_3). Tensiunea maximă pe tranzistoare este egală cu U_i, iar curentul prin tranzistoare este pe jumătate față de sursa în montaj „semipunte".

Circuitele pentru comanda tranzistoarelor Q_1 și Q_4 trebuie să fie izolate de cele pentru comanda tranzistoarelor Q_2 și Q_3.

Considerînd un randament $\eta = 0{,}8$ al transformatorului și $\alpha_{max} = 0{,}8$, curentul maxim printr-un tranzistor este

$$I_c = \frac{1{,}6\, P_s}{U_i}. \tag{2.77}$$

Un aspect important cu privire la alegerea condensatorului de cuplaj este legat de sarcina cu care se încarcă în timpul funcționării. Întrucît condensatorul se încarcă și se descarcă în fiecare semiperioadă, tensiunea continuă care apare la bornele sale se adaugă sau se scade din tensiunea ce apare în înfășurarea primară ($U_i/2$).

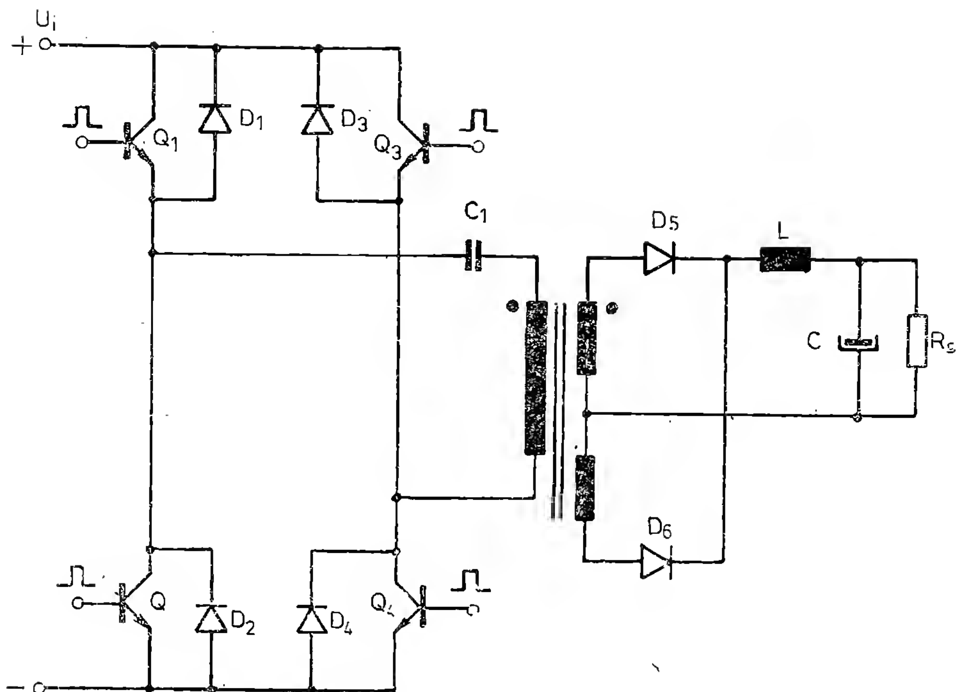


Fig. 2.18. Sursă de comutație în montaj „punte".

Tensiunea la care se încarcă se exprimă

$$U_c = \frac{I}{C}\,\mathrm{d}t, \tag{2.78}$$

unde:

I este curentul mediu din primar;
C — capacitatea condensatorului;
$\mathrm{d}t$ — intervalul de timp în care se încarcă condensatorul.

Intervalul de timp în care condensatorul se încarcă se exprimă astfel:

$$\mathrm{d}t = \frac{T}{2}\,\alpha_{max},$$

iar (2.79)

$$T = \frac{1}{f}.$$

O valoare rezonabilă pentru tensiunea U_c este cuprinsă între 10% și 20 % din $(U_i/2)$. Dacă $U_i/2 = 155$ V, atunci $15 < U_c < 30$. În cazul în care tensiunea pe condensator depășește aceste limite, capacitatea trebuie recalculată cu relația

$$C = I\,\frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}U_c}, \tag{2.80}$$

unde:

I este curentul mediul din primar;
dt — intervalul de timp pentru încărcare;
dU_c — o valoare arbitrară cuprinsă între 15 și 30 V.

2.6. APLICAȚII

A.2.1. Pentru sursa în montaj „semipunte" din figura 2.16 se cunosc:
— frecvența de tact 30 kHz;
— tensiunea de alimentare $U_i = 310$ V;
— puterea debitată 100 W;
— inductanța de filtraj 20 μH;
— raportul de transformare al transformatorului $n = 10$.
Să se calculeze valoarea capacității de cuplaj în condițiile unei supracreșteri a curentului prin tranzistor cu 20%.

Rezolvare. Frecvența de rezonanță a circuitului serie format din capacitatea de cuplaj și inductivitatea filtrului se alege 1/4 din frecvența de tact a sursei, adică:

$$f_0 = 0{,}25\, f = 0{,}25 \cdot 30 = 7{,}5 \text{ kHz}.$$

Inductivitatea reflectată în primar rezultă din relația (2.74)

$$L_R = 10^2 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 2 \text{ mH}.$$

Condensatorul se calculează din relația (2.75)

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 (N_p/N_s)^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (7{,}5 \cdot 10^3)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 0{,}2\ \mu\text{F}.$$

Curentul de colector al unui tranzistor este:

$$I_c = \frac{3 \cdot P}{U_i} = \frac{3 \cdot 100}{310} = 0{,}96 \text{ A}.$$

Admițînd o creștere a curentului cu 20%, tranzistorul va fi străbătut de un curent

$$I_c = 0{,}96 + \frac{20}{100} 0{,}96 = 1{,}15 \text{ A}.$$

Din relația (2.78) aflăm la ce tensiune va rămîne încărcat condensatorul

$$U_c = \frac{I_c}{C} \cdot dt = \frac{1{,}15}{0{,}2 \cdot 10^{-6}} \cdot dt.$$

Admițînd un factor de umplere $\alpha_{max} = 0{,}8$, intervalul de timp pentru încărcare este

$$dt = \frac{T}{2} \cdot \alpha_{max} = \frac{33{,}3}{2} \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}8 = 13{,}3\ \mu\text{s},$$

iar

$$U_c = \frac{1{,}15 \cdot 13{,}3 \cdot 10^{-6}}{0{,}2 \cdot 10^{-6}} = 76{,}5 \text{ V}.$$

Tensiunea de 76,5 V este prea mare în raport cu tensiunea de alimentare $U_i/2$, de aceea este necesar să se aleagă o altă valoare pentru capacitatea de cuplaj. Admițînd tensiunea maximă de încărcare de 30 V, condensatorul se poate recalcula din relația (2.80)

$$C = I \frac{dt}{dU_c} = \frac{1{,}15 \cdot 13{,}3 \cdot 10^{-6}}{30} = 0{,}5 \ \mu\text{F}.$$

A.2.2. Să se determine curentul prin tranzistor și diodă și să se dimensioneze inductivitatea și capacitatea din figura 2.9 cînd se cunosc următoarele mărimi: $U_s = 5$ V; $\Delta u_s = 100$ mV vîrf la vîrf, $I_{s\,max} = 2,\ 5$A; $U_{i\,min} = 9$ V; $U_{i\,max} = 15$ V; $f = 25$ kHz.

Rezolvare. Curentul maxim pe care îl suportă tranzistorul este:

$$I_v = 2I_{s\,max}(U_s/U_{i\,min} + 1) = 2 \cdot 2{,}5\,(5/9 + 1) = 7{,}8 \text{ A}.$$

Durata de conducție a diodei este

$$t_D = \frac{1}{f_{max}(U_s/U_{i\,min} + 1)} = \frac{1}{25 \cdot 10^3(5/9 + 1)} = 25{,}7 \ \mu\text{s}.$$

Valoarea medie a curentului prin diodă este:

$$I_{D\,med} = I_v \cdot \frac{t_D}{2T} = \frac{\dfrac{7{,}8 \cdot 25{,}7 \cdot 10^{-6}}{2}}{\dfrac{}{25 \cdot 10^3}} = 2{,}5 \text{ A}$$

Inductanța L are valoarea

$$L = \frac{t_D \cdot U_s}{I_v} = \frac{25{,}7 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{7{,}8} = 16{,}47 \ \mu\text{H}.$$

Valoarea minimă a capacității este

$$C_{min} = \frac{I_v \cdot t_2}{2\Delta u_s} = \frac{7{,}8 \cdot 25{,}7 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0{,}1} = 1000 \ \mu\text{F}.$$

Condensatorul trebuie să aibă o rezistență proprie de valoare maximă:

$$R_c = \frac{\Delta u_s}{\Delta I_v} = \frac{0{,}1}{7{,}8} = 0{,}0128 \ \Omega.$$

A.2.3. Pentru surse de tip „forward" din figura 2.1 se cunosc următoarele date:

— tensiunea de intrare $U_i = 200$ V;
— frecvența de tact $f = 20$ kHz;
— inductivitatea de filtraj $L = 4 \cdot 10^{-3}$ H;
— raportul de transformare $n = 1$;

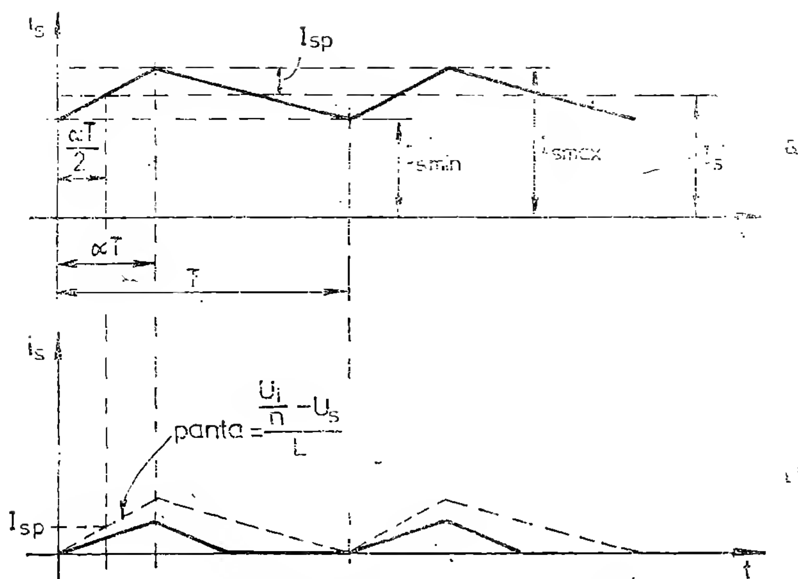


Fig. A.2.3. Diagrama curentului de sarcină.

— valoarea maximă a pulsaţiilor curentului de sarcină $I_{sp} = 0{,}25$ A;
— curentul de sarcină $I_s = 5$ A.

Se cere:

a) să se determine factorul de umplere α pentru care apare regimul de curent întrerupt;

b) curentul de colector maxim, dacă inductanţa primarului este $L_1 = 12 \cdot 10^{-3}$ H.

Rezolvare. În figura A.2.3 s-au reprezentat distinct cele două situaţii în care poate funcţiona sursa:

a) regim de curent neîntrerupt;
b) regim de curent întrerupt.

Din forma de variaţie a curentului de sarcină (fig. A.2.3, *a*) rezultă

$$I_s = \frac{1}{2}(I_{s\,max} + I_{s\,min}) = I_{s\,max} - I_{sp} = I_{s\,min} + I_{sp}.$$

Din figura A.2.3 se observă că valoarea minimă a curentului de sarcină pentru care apare regimul pulsatoriu este

$$I_{sp} = \frac{1}{2}(I_{s\,max} - I_{s\,min}),$$

iar pe de altă parte

$$I_{sp} = \frac{\left(\frac{U_i}{n} - U_s\right)}{L} \cdot \frac{\alpha T}{2}.$$

Dacă $U_s = \frac{U_i}{n} \cdot \alpha$, atunci

$$I_{sp} = \frac{\alpha}{2} \frac{U_i}{n \cdot L} \cdot T(1 - \alpha).$$

Cu datele din enunț avem:

$$\alpha(1 - \alpha) = \frac{2I_{sp} \cdot n \cdot L}{U_i \cdot T} = \frac{2 \cdot 0{,}25 \cdot 4 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 5 \cdot 10^{-5}},$$

sau

$$\alpha^2 - \alpha + 0{,}2 = 0,$$

de unde $\alpha \cong 0{,}3$,

iar

$$I_{c\,max} = \frac{I_{s\,max}}{n} + \alpha \cdot \frac{U_i}{L_1} \cdot T = 5 + 0{,}3 \frac{200}{12 \cdot 10^{-3}} \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 5{,}25 \text{ A}.$$

A.2.4. Pentru o sursă în comutație de tip „forward" fără transformator de izolare se folosește un etaj de putere ca cel din figura A.2.4. Să se dimensioneze acest circuit știind că

$$U_i = 20 \text{ V}; \; U_s = 5 \text{ V}; \; I_s = 8 \text{ A}; \; I_s = 0{,}75 \text{ A}.$$

Rezolvare. Etajul Darlington trebuie să se satureze la un curent de sarcină egal cu:

$$I_{s\,max} = I_s + \frac{\Delta I_s}{2} = 8 + \frac{0{,}75}{2} = 8{,}35 \text{ A}.$$

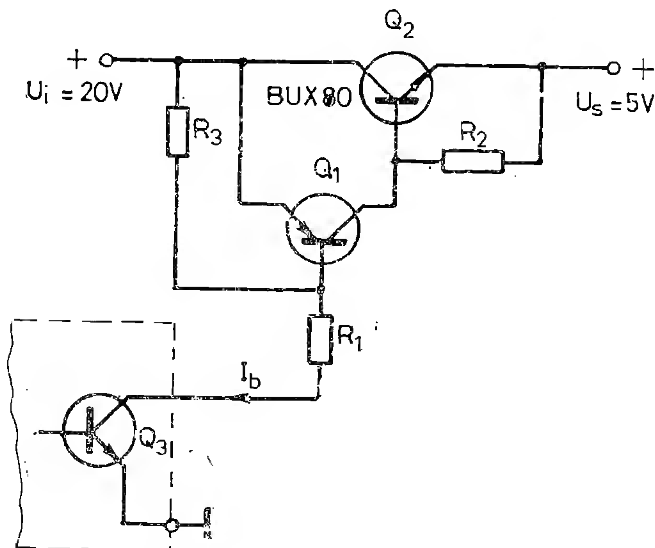


Fig. A.2.4. Etaj de putere pentru sursa „forward" fără izolare.

Factorul de amplificare al etajului Darlington trebuie să fie suficient de mare pentru ca să nu depășească curentul de colector maxim admis de curentul de ieșire al etajului de comandă. Fie acest curent $I_b = 100$ mA.

Din datele de catalog al tranzistoarelor Q_1 și Q_2 găsim:

$$h_{21e(Q_1)} \text{ la } I_c \text{ de } 1{,}2 \text{ A} = 10,$$
$$h_{21e(Q_2)} \text{ la } I_c \text{ de } 10 \text{ A} = 10.$$

Atunci:

$$I_b \leqslant \frac{I_s + \frac{\Delta I_s}{2}}{h_{21e(Q_1)} \cdot h_{21e(Q_2)}} = \frac{8{,}35}{100} = 0{,}0835 \text{ A},$$

iar

$$R_1 \leqslant \frac{U_i - U_{BE1} - U_{CEQ3}}{I_b} = \frac{20 - (0{,}8 + 0{,}7)}{0{,}083} = 160\ \Omega.$$

Alegem o valoare standardizată $R_1 = 200\ \Omega$.

Rezistențele R_2 și R_3 permit descărcarea sarcinii acumulate în tranzistoare cînd acestea sînt aduse în starea de blocare. Alegem valorile $R_2 = R_3 = 30\ \Omega$.

BIBLIOGRAFIE

1. Chryssis, G., *High-frequency switching power supplies*, Mc Graw Hill Book Co., 1984.
2. * * * *Linear and interface circuit applications*, Texas Instr. Manual, 1986.
3. * * * *Linear and switch mode voltage regulator manual*, Motorola Inc., 1983.
4. * * * *Applications Handbook 1987—1988*, Unitrode Corp.
5. Ristea, I., Popescu, C.A., *Stabilizatoare de tensiune*, Ed. Tehnică, București, 1983.
6. * * * *Switched-mode power supply*, Third edition, MBLE, 1982.
7. Mahadevan, R.ș.a., *A converter with three switched-networks improves regulation, dynamics and control*, In Proc. of. Powercon, 10, E—1, p. 1—15.
8. * * * *Ferox curbe for power, audio/video and accelerators*, Philips Data Handbook, 1986.

TRANZISTOARE DE PUTERE FOLOSITE ÎN CONSTRUCŢIA SURSELOR ÎN COMUTAŢIE

3.1. INTRODUCERE

În schema bloc a unei surse în comutaţie, figurile 1.3, 1.4, 1.5, ca element de comutaţie a fost figurat un întrerupător. Funcţia de întrerupător poate să o îndeplinească un tranzistor sau GTO. Cele mai răspîndite soluţii sînt acelea care conţin fie un tranzistor bipolar, fie tranzistor MOSFET.

Parametrii de bază, care se au în vedere atunci cînd se proiectează o sursă în comutaţie cu tranzistor, se referă la tensiunea maximă pe care trebuie să o suporte, precum şi valoarea maximă admisă a curentului prin tranzistor.

Aceşti parametri determină ce tip de soluţie constructivă se adoptă pentru un anumit tip de consumator. Atunci cînd se proiectează o sursă în comutaţie trebuie să se decidă, de asemenea, ce tip de tranzistor se poate folosi: tranzistor bipolar sau MOSFET. Fiecare soluţie prezintă avantaje şi dezavantaje. Tranzistoarele bipolare, în prezent, sînt mai ieftine, în timp ce tranzistoarele MOSFET oferă soluţii mai simple pentru comandă. De asemenea, frecvenţa limită pentru tranzistoarele MOSFET este superioară faţă de cea a unui tranzistor bipolar.

3.2. TRANZISTORUL BIPOLAR, CA ELEMENT DE COMUTAŢIE

Tranzistorul bipolar, în cea mai simplă prezentare, poate fi considerat un dispozitiv electronic comandat în curent la care curentul de colector I_C este funcţie de curentul injectat în bază I_B, prin factorul de amplificare β

$$\beta = I_C/I_B. \tag{3.1}$$

Se cunosc două moduri de lucru a tranzistorului bipolar, funcţie de zona în care se situează punctul de funcţionare în planul caracteristicilor $I_C = f(U_{CE})$: în zona de saturaţie şi în zona liniară (fig. 3.1).

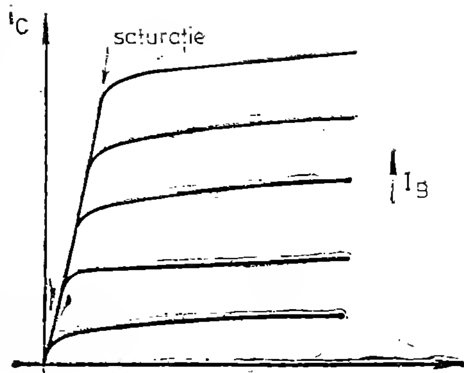


Fig. 3.1. Caracteristica $I_c = f(U_{CE})$ a unui tranzistor bipolar.

Examinînd caracteristicile tranzistorului observăm că zona de saturaţie prezintă interes atunci cînd tranzistorul este folosit ca element de comutaţie. În această regiune, un curent de bază poate genera un curent de colector important, în timp ce tensiunea colector emitor rămîne redusă.

În cazurile reale, cînd un anumit curent de bază este necesar pentru saturarea tranzistorului, un curent de sens opus este necesar pentru blocarea tranzistorului. Trecerea dintr-o stare în cealaltă a tranzistorului nu se face instantaneu, existînd întîrzieri generate de valoare şi caracterul sarcinii.

În cele ce urmează se analizează tranzistorul ca element de comutaţie pe sarcina rezistivă şi inductivă.

a) **cu sarcină rezistivă**

Figura 3.2 prezintă principalele forme de undă ce caracterizează această situaţie.

Din aceste forme de unde se definesc următoarele mărimi :

— t_d — timpul de întîrziere (delay time, t_d), definit ca intervalul de timp măsurat din momentul cînd se aplică impuls de curent de amplitudine I_{B1} în bază şi momentul cînd tensiunea de colector scade pînă la 90% din valoarea sa iniţială ;

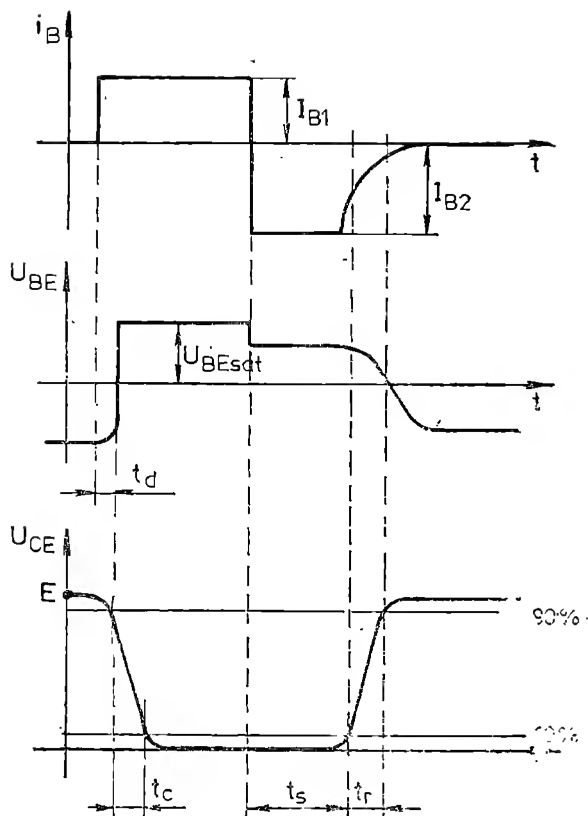
— t_c — timpul de cădere, definit ca interval de timp în care tensiunea de colector se reduce de la 90% din valoare iniţială la 10% ;

— t_s — timpul de stocare, definit ca intervalul de timp măsurat din momentul cînd curentul de bază îşi schimbă polaritatea pînă cînd tensiunea U_{CE} ajunge la 10% din tensiunea de alimentare ;

— t_r — timpul de ridicare. Este intervalul în care tensiunea de colector creşte de la 10% pînă la 90% din valoare tensiunii de alimentare.

b) **cu sarcină inductivă**

Cînd sarcina din colectorul tranzistorului este o inductanţă, modul de variaţie al tensiunii U_{CE} şi al curentului I_C va fi diferit de cazul sarcinii rezistive. Întrucît curentul prin inductanţă nu poate creşte brusc, o dată cu aplicarea tensiunii de alimentare, înseamnă că timpii de intrare în conducţie, respectiv de blocare nu se pot defini ca în cazul sarcinii rezistive.



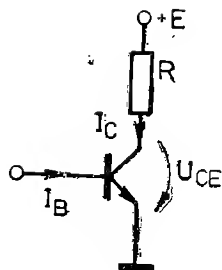


Fig. 3.2. Formele de undă pentru un tranzistor bipolar la comutație pe sarcină rezistivă.

Aici trebuie definiți separat timpii atît pentru tensiune cît și pentru curent. În figura 3.3 s-au precizat timpul de ridicare al tensiunii $t_{c,i}$ și timpul de cădere al curentului $t_{r,u}$.

3.2.1. CIRCUITE PENTRU ÎMPIEDICAREA SATURĂRII TRANZITORULUI BIPOLAR

Figura 3.2 arată că cel mai mare timp la comutarea unui tranzistor este timpul de stocare, t_s. De aceea, pentru a spori viteza de comutație a tranzistorului, acest timp trebuie redus cît mai mult posibil. Se vor prezenta în continuare două procedee care țin tranzistorul de comutație în afara zonei de saturație și care reduc la maxim timpul t_s.

Figura 3.4, *a* redă circuitul de antisaturare, care se bazează pe utilizarea unor diode conectate în circuitul de bază al tranzistorului.

Atunci cînd tranzistorul este adus în conducție, baza sa este la un potențial mai mic decît intrarea cu o valoare egală cu căderea de tensiune în sens direct pe diodele D_2 și D_3 ($2 \cdot 0{,}6\ V = 1{,}2\ V$). Din cauza diodei

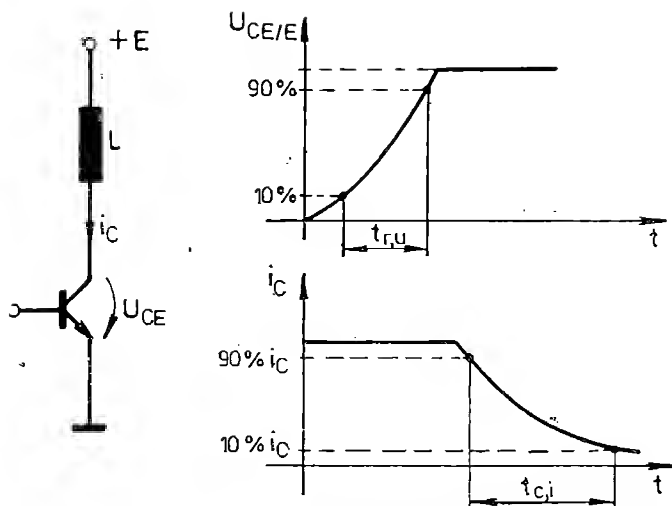


Fig. 3.3. Formele de undă la comutația tranzistorului bipolar pe sarcină inductivă.

D_1, colectorul este la un potențial cu 0,6 V mai mic decît potențialul punctului *A*. În acest fel colectorul tranzistorului va fi întotdeauna mai pozitiv decît baza cu 0,6 V, împiedicînd intrarea în saturație. Dacă tranzistorul comută la o frecvență de 20 kHz sau mai mare, diodele trebuie să fie rapide. Diodele D_2 și D_3 pot fi din categoria diodelor cu tensiune inversă mică, dar dioda D_1 trebuie să prezinte o tensiune inversă maximă de cel puțin $2\,U_{CE}$. În cazul în care sursa este fără transformator de separare față de rețeaua de curent alternativ cu tensiunea de 220 V, este indicat să se utilizeze o diodă D_1 cu tensiune inversă maximă de 800 V. Dioda D_4 se

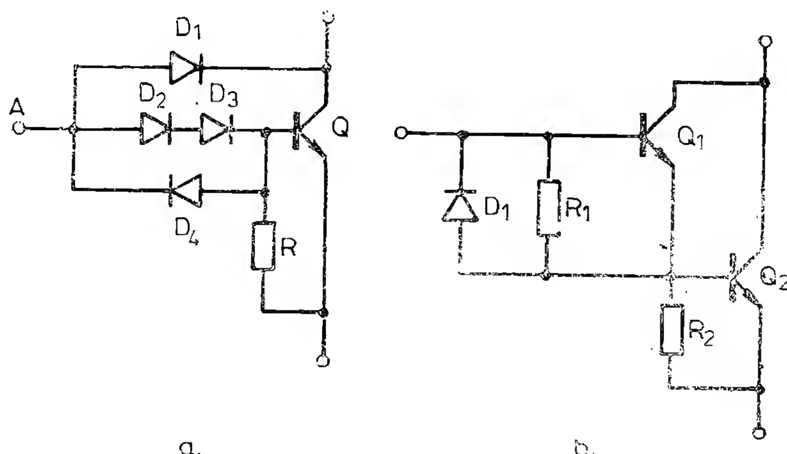


Fig. 3.4. Circuite pentru prevenirea saturării tranzistorului bipolar: a) cu diode; b) conexiune Darlington.

folosește pentru scurgerea curentului invers al bazei tranzistorului cînd acesta intră în regim de blocare, permițînd totodată descărcarea capacității joncțiunii emitor-bază. În acest fel se reduce timpul de stocare t_s al tranzistorului.

Figura 3.4, *b* prezintă o conexiune Darlington a tranzistoarelor Q_1 și Q_2, care funcționează în principiu la fel ca circuitul din figura 3.4, *a*. Tranzistorul Q_1 are rolul de a împiedica saturarea lui Q_2 și totodată de a se bloca înaintea lui Q_2. Dioda D_1 asigură scurgerea curentului de bază a tranzistorului Q_2 cînd acesta se blochează.

Rezistențele R_1 și R_2, de valori mici, trebuie să asigure curenții necesari celor două tranzistoare.

Această conexiune poate fi realizată cu componente discrete, precum și sub formă de circuit integrat.

3.2.2. TEHNICI DE COMANDĂ A TRANZISTOARELOR BIPOLARE DE PUTERE

În paragrafele anterioare au fost examinate cîteva aspecte care apar în funcționarea unui tranzistor de putere în regim de comutație. Este evident că pentru a reduce pierderile de putere la saturație, este necesară o valoare adecvată a curentului de bază I_{B1} injectat în tranzistor, în timp ce pentru a reduce timpul de stocare, t_s, este nevoie de a extrage un curent de bază I_{B2} cît mai mare. Dar creșterea curentului I_{B2} presupune creșterea tensiunii U_{BE} a tranzistorului. Creșterea tensiunii inverse a joncțiunii bază-emitor peste o anumită valoare duce la străpungerea acesteia. Datele de catalog al tranzistoarelor folosite în mod curent arată că tensiunea inversă maximă a joncțiunii emitor-bază este cuprinsă între —2 V și —5 V.

Un circuit des folosit la comanda tranzistorului de putere este cel arătat în figura 3.5. El funcționează astfel. Pentru semialternanța pozitivă a tensiunii secundare, u_s, se stabilește un curent de bază I_{B1} pentru tranzistorul Q_1, care aduce acest tranzistor în saturație. Rezistența R_1 limitează acest curent.

Curentul de bază I_{B1}, funcție de factorul de amplificare al tranzistorului determină un curent de colector I_{C1}. În aceeași semialternanță are loc încărcarea condensatorului C cu polaritatea indicată în figura 3.5. Tensiunea pe condensator este dată de relația:

$$U_C = U_{smax} - U_{BE} - U_D, \tag{3.2}$$

unde: U_{smax} este aplitudinea tensiunii din secundarul transformatorului;
— U_{BE} — tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_1;
— U_D — căderea de tensiune pe dioda D.

Cînd tensiunea u_s din secundar trece prin zero, capacitatea rămîne încărcată cu polaritatea arătată mai sus și va polariza direct circuitul de bază al tranzistorului Q_2, aducîndu-l în conducție. Prin intrarea sa în conduc-

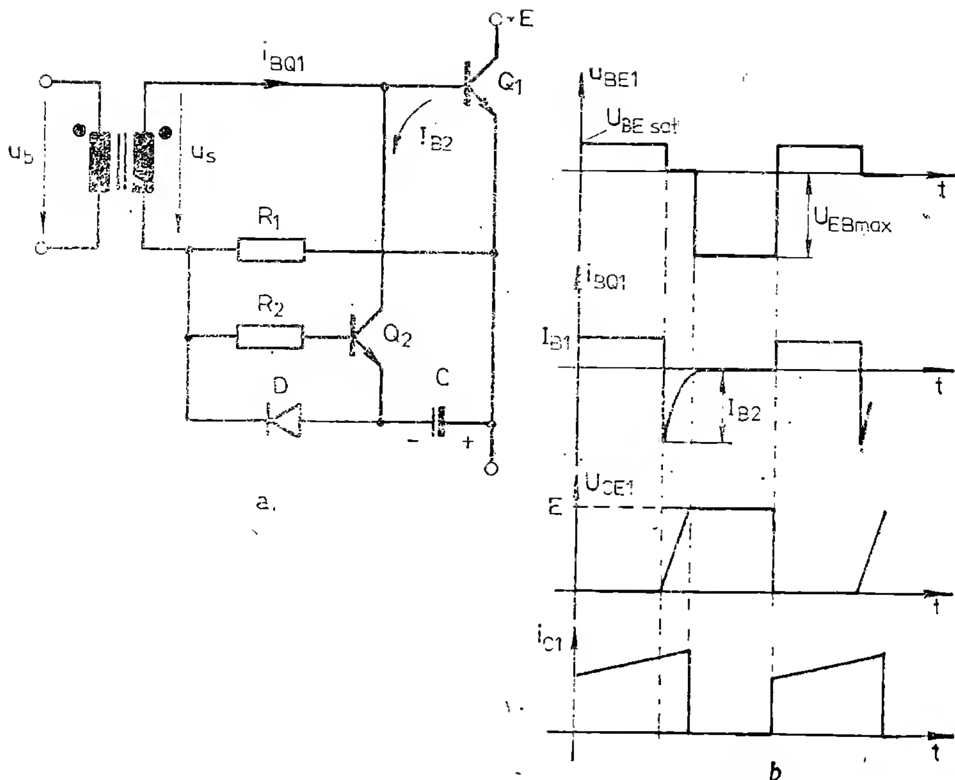


Fig. 3.5. Circuit pentru comanda tranzistorului de putere: a) schema electronică; b) formele de undă.

ție, baza lui Q_1 ajunge la un potențial negativ. Tensiunea de condensator va genera un curent de bază invers I_{B2} important. Valoarea acestui curent este determinată de tensiunea cu care s-a încărcat condensatorul, caracteristicile celor două tranzistoare și rezistențele aflate în acel moment în circuitul de descărcare.

Un alt circuit de comandă utilizat în sursele de comutație este cel prezentat în figura 3.6.

Cînd tranzistorul Q_1 este adus în conducție, tensiunea de alimentare E_1 se regăsește la bornele înfășurării primare ale transformatorului T_r. Întrucît înfășurarea secundară are același sens de bobinare ca și înfășurarea primară, tensiunea indusă u_2 va avea aceeași polaritate ca cea din primar. Tranzistorul Q_2 intră în conducție, curentul său de bază fiind limitat la o valoare I_{B1} de către rezistența R_1.

Cînd tranzistorul Q_1 se blochează, energia înmagazinată în transformator este cedată sursei de alimentare E_1 prin intermediul celei de a treia înfășurări și a diodei D. Cum sensul de înfășurare al acesteia este opus față de sensul celorlalte două înfășurări, o tensiune de polaritate opusă, de amplitudine U_2'', apare în secundarul transformatorului. Această tensiune de-

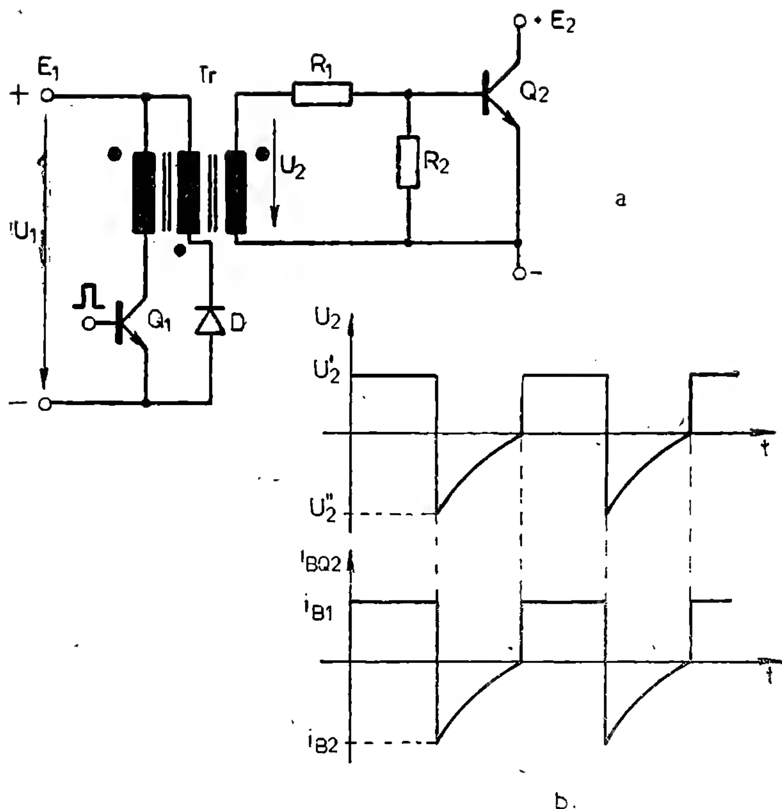


Fig. 3.6. Circuit de comandă cu recuperare de energie: a) schema electronică; b) formele de undă.

termină polarizarea inversă a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului Q_2 și stabilește un curent invers de bază, cu amplitudinea I_{B2}.

La proiectarea transformatorului se alege un raport de transformare astfel încît tensiunea inversă care polarizează joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_2 să nu depășească valoarea indicată în catalog pentru tipul de tranzistor folosit. Este recomandabil ca înfășurarea primară și secundară să fie realizată prin bobinare simultană (bifilar) pentru a reduce inductivitățile parazite și prin urmare, pentru a diminua amplitudinea vîrfurilor de tensiune ce apar la comutare.

Un circuit de comandă foarte simplu și eficient este prezentat în figura 3.7. Dacă în primarul transformatorului apare un impuls de tensiune U_1, în secundar se induce o tensiune de aceeași polaritate, datorită faptului că s-a folosit același sens de înfășurare. Tranzistorul Q este adus în conducție și pe durata acestui impuls condensatorul se încarcă cu polaritatea indicată în figură. Tensiunea pe condensator ajunge la aproximativ 2V, datorită căderilor de tensiune de pe cele 3 diode D_1, D_2, D_3. În locul lor poate fi pusă o singură diodă stabilizatoare, a cărei tensiune de deschidere să fie

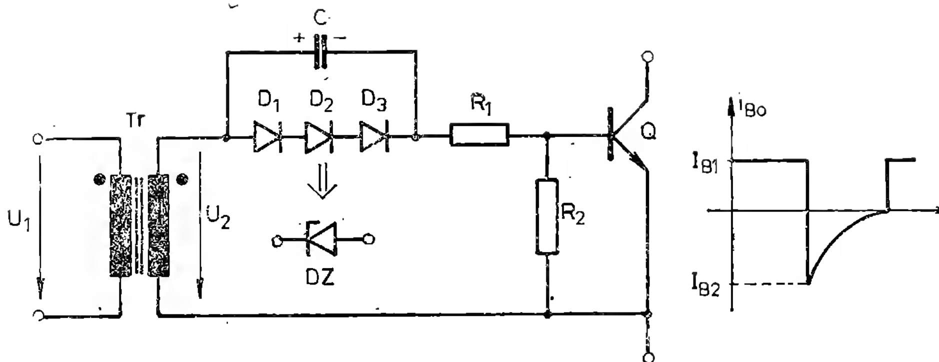


Fig. 3.7. Circuit de comandă la care blocarea tranzistorului se asigură de către tensiunea condensatorului.

în jurul valorii menționate mai sus. Cînd tensiunea în primarul transformatorului trece prin zero, se anulează tensiunea și în secundar. Tensiunea de pe condensator va polariza invers joncțiunea emitor-bază a tranzistorulu și va determina un curent invers de bază, de amplitudine I_{B2}, care aduce în starea de blocare tranzistorul și reduce timpul de stocare al acestuia.

Datorită simplității acestei soluții se poate folosi cuplarea directă între cele două etaje, așa cum rezultă din figura 3.8.

Prin intermediul repetoarelor constituite din tranzistoarele Q_1 și Q_2 se asigură intrarea și ieșirea din conducție a tranzistorului de putere Q. Cînd se deschide Q_1 este adus în conducție și tranzistorul Q, iar capacitatea se încarcă cu polaritatea din figură a tensiunea furnizată de dioda ltabilizatoare DZ (de ex. 3,7 V).

Se asigură astfel curentul I_{B1} necesar intrării în conducție a tranzistorului Q.

Prin aducerea în conducție a tranzistorului Q_2 condensatorul polarizează invers joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q și acesta se va bloca. Valoarea maximă I_{B2} a curentului invers depinde de tensiunea de pe condensator și impedanța circuitului de descărcare.

În paragraful anterior au fost prezentate două soluții pentru împiedicarea intrării în saturație a tranzistorului de putere. Prin utilizarea unor diode în circuitul de bază ca cele din figura 3.4, se poate obține un circuit de comandă

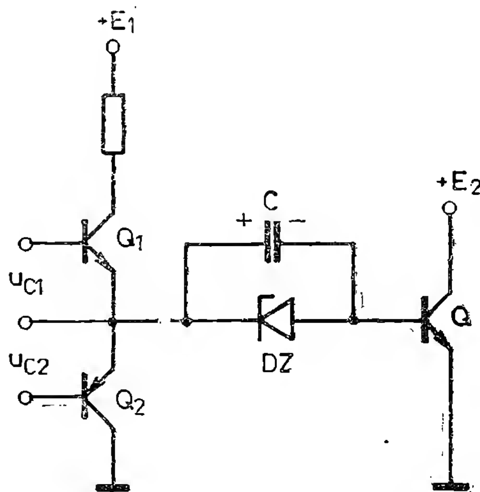


Fig. 3.8. Utilizarea unei diode Zener și a unui condensator pentru comanda tranzistorului de putere.

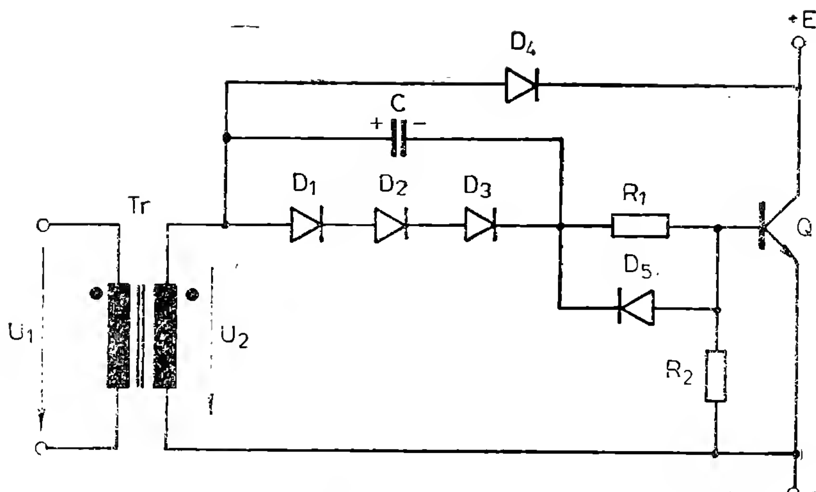


Fig. 3.9. Circuit de comandă complex pentru un tranzistor de putere.

a tranzistorului care să împiedice saturarea şi totodată să reducă timpul de stocare t_s la minim. Topologia circuitului este prezentată în figura 3.9.

3.2.3. COMANDA TRANZISTOARELOR BIPOLARE DE PUTERE CU CURENT DE BAZĂ VARIABIL

Metoda de comandă în bază a tranzistoarelor de putere din componenţa unei surse în comutaţie cu curent de bază variabil este foarte des întîlnită atunci cînd se proiectează surse fără transformator de separare faţă de reţeaua de alimentare.

Avantajele metodei faţă de comanda în bază cu curent constant constau în următoarele.

Curentul de bază constant trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura curentul de colector necesar atunci cînd sursa lucrează la curent de sarcină maxim. Dacă, însă, curentul de colector scade, atunci tranzistorul rămîne totuşi comandat cu un curent de bază mult mai mare decît cel necesar. Vor rezulta timpi de stocare şi de cădere mari şi, prin urmare, apar dificultăţi la blocarea tranzistorului. Dacă valoarea curentului de bază care se aplică poate fi corelată cu valoarea curentului de colector solicitată de circuitul de sarcină, comportarea tranzistorului la comutaţie se îmbunătăţeşte.

Generarea unui curent de bază proporţional cu curentul de colector atrage după sine şi dimensionarea mai judicioasă a circuitelor care formează impulsurile de comandă.

În intervalul de timp cît tranzistorul de putere este adus în conducţie este necesar ca în circuitul de bază să se aplice o tensiune care să fie propor-

ţională cu curentul de colector. Acest lucru poate fi realizat cu un transformator de curent (fig. 3.10).

Transformatorul este necesar numai pentru a produce un impuls de curent care să iniţieze intrarea în conducţie, respectiv blocarea tranzistorului. Amplitudinea impulsurilor poate fi obţinută uşor prin alegerea corespunzătoare a numărului de spire din înfăşurările *a*, *b*, *c* ale transformatorului.

În figura 3.10, Q_1 este tranzistorul de comandă, iar Q_2 este tranzistorul de putere. Cînd Q_1 este în stare de conducţie, Q_2 este blocat. Curentul I_{a1} din înfăşurarea *a*, a transformatorului T_1, în regim stabilizat ajunge la valoarea impusă de sursa E_1 şi rezistenţa de limitare R_1. Condensatorul C_1 este descărcat iar, tensiunele induse în înfăşurări sînt nule.

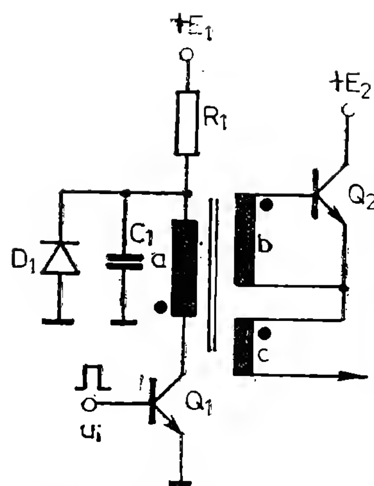


Fig. 3.10. Circuit pentru comanda proporţională în bază a tranzistorului de putere.

Prin blocarea tranzistorului Q_1, curentul I_{a1} începe să scadă. Energia înmagazinată în transformator determină inducerea unor tensiuni în înfăşurările transformatorului cu polaritatea pozitivă la capetele marcate prin puncte. Curentul I_{a1} înmulţit cu raportul de transformare N_a/N_b determină impulsul de curent I_{b1} pentru deschiderea tranzistorului de putere. Ca urmare se stabileşte curentul de colector I_{c2}, prin înfăşurarea *c* a transformatorului care are ca efect inducerea unei tensiuni în circuitul de bază. Tensiunea indusă determină creşterea suplimentară a curentului de bază a tranzistorului Q_2, pînă cînd tranzistorul a intrat complet în conducţie. Curentul de bază indus de către I_{C2} depinde de valoarea lui I_{C2} şi de raportul de transformare N_b/N_c.

În timp ce tranzistorul Q_2 este deschis, iar Q_1 blocat, condensatorul C_1 se încarcă prin R_1 de la sursa de tensiune $+E_1$. La sfîrşitul perioadei de conducţie a tranzistorului Q_2, tranzistorul Q_1 este adus în conducţie din nou, iar tensiunea de pe condensator se aplică înfăşurării *a* a transformatorului determinînd apariţia unui vîrf de tensiune negativ în baza lui Q_2. Curentul I_{b2}, necesar pentru blocarea tranzistorului Q_2, poate avea o amplitudine suficient de mare pentru a rezulta un timp de blocare foarte scurt.

La sfîrşitul perioadei de blocare curentul revine la valoarea iniţială, iar procesele se pot repeta. Dioda D_1 protejează tranzistorul T_1 la supratensiuni periculoase.

Prin utilizarea unui astfel de procedeu se pot obţine surse în comutaţie cu tranzistoare bipolare care pot lucra pînă la frecvenţe de 50 kHz cu randamente foarte bun.

O atenţie specială trebuie acordată alegerii condensatorului C_1. El trebuie să se încarce în intervalul de timp cît tranzistorul Q_2 este deschis,

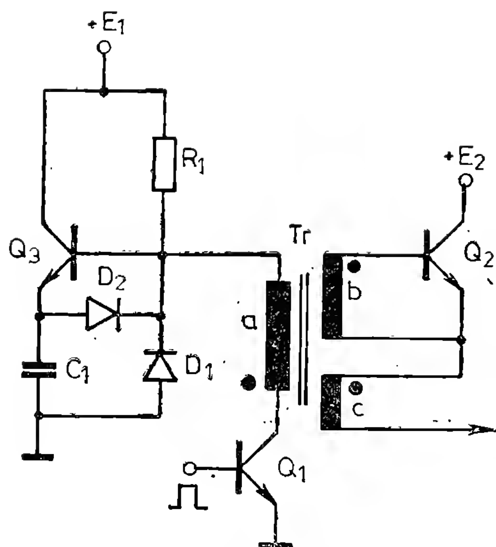


Fig. 3.11. Variantă îmbunătățită a comenzii proporționale a tranzistorului de putere.

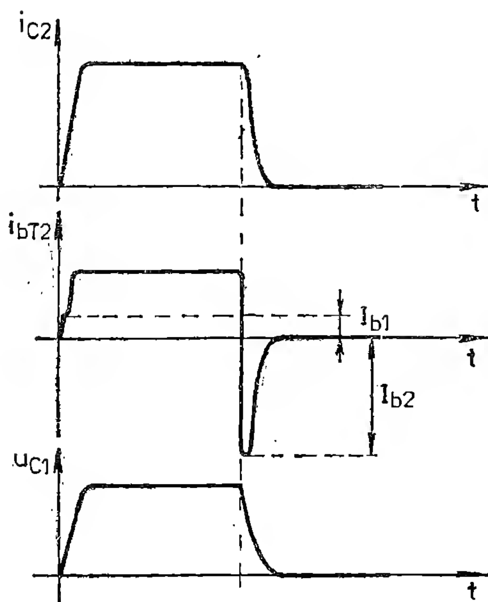


Fig. 3.12. Formele de undă pentru figura 3.11.

iar constanta de timp R_1C_1 este, în general, mică pentru a permite comutarea întregului ansamblu la o frecvență de aproximativ 50 kHz.

Pentru a rezolva acest impediment, trebuie folosit un circuit de reîncărcare rapidă a condensatorului. În figura 3.11 este prezentată o astfel de soluție. În timpul cît Q_2 este în conducție, iar Q_1 este blocat, curentul prin R_1 multiplicat cu factorul de amplificare al tranzistorului Q_3 reduce foarte mult timpul de încărcare al capacității C_1. Cînd tranzistorul Q_1 este adus în conducție, condensatorul se descarcă prin D_2, joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_3 este polarizată invers, menținîndu-l blocat pe durata cînd și tranzistorul de putere Q_2 este blocat. Principalele forme de undă aferente figurii 3.11 sînt prezentate în figura 3.12.

Dimensionarea circuitului de comandă proporțională [13]

Pentru dimensionare sînt necesare următoarele date primare:

- I_{b1} — curentul de bază inițial pentru intrarea în conducție a tranzistorului Q_2;
- I_{b2} — curentul de bază pentru scoaterea din conducție a tranzistorului la curent de colector maxim;
- I_c — curentul de colector maxim;
- t_2 — timpul de blocare a tranzistorului Q_2;
- E_1 — tensiunea de alimentare a tranzistorului Q_3;
- f — frecvența de lucru a sursei;

U_{BE2} — tensiunea inversă maximă admisă de joncțiunea emitor-bază la curentul de colector maxim.

Între numărul de spire al înfășurărilor b și c ale transformatorului de comandă și curenții ce le parcurg există relația

$$N_b \cdot I_b = N_c \cdot I_c. \tag{3.3}$$

Raportul de transformare corespunzător înfășurării primare a și înfășurării de comandă b se stabilește în funcție de tensiunile ce apar la bornele acestor înfășurări. Atunci cînd se dă comanda de blocare a tranzistorului Q_2, avem:

$$\frac{N_a}{N_b} = \frac{E_1}{U_{BE2}}. \tag{3.4}$$

Dacă considerăm și căderile de tensiune pe tranzistorul Q_1 aflat la saturație și pe dioda D_2, aproximativ 1 V, relația de mai sus se poate scrie:

$$\frac{N_a}{N_b} = \frac{E_1 - 1}{U_{BE2}}. \tag{3.5}$$

Cînd tranzistorul Q_1 este blocat, curentul din primar I_{a1}, raportat la înfășurarea secundară, produce curentul I_{b1} necesar aducerii în conducție a tranzistorului Q_2

$$I_{a1} = I_{b1} \cdot \frac{N_b}{N_a}. \tag{3.6}$$

Valoarea rezistenței R_1, necesară pentru asigurarea acestui curent, se determină din relația:

$$R_1 = \frac{E_1}{I_{a1}}. \tag{3.7}$$

În momentul cînd tranzistorul Q_1 este adus în conducție, curentul care se stabilește în primar este dat de rezistența R_1, la care se adaugă curenții reflectați din înfășurările b și c, adică

$$I_{a2} = I_{a1} + I_{b2} \cdot \frac{N_b}{N_a} + I_c \cdot \frac{N_c}{N_a}. \tag{3.8}$$

Valoarea capacității C_1 rezultă din condiția ca energia înmagazinată de la sursa E_1 să fie cedată circuitului primar al transformatorului în intervalul de timp cît tranzistorul Q_2 trebuie să fie blocat

$$W = \frac{1}{2} C_1 (E_1 - 1)^2 = (E_1 - 1) \cdot I_{a2} \cdot t_2$$

$$C_1 = \frac{2 I_{a2} \cdot t_2}{E_1 - 1}, \tag{3.9}$$

unde t_2 este timpul cît Q_2 va sta blocat.

Întrucît înfășurarea c are un număr mic de spire, de obicei 2—4 spire, numărul de spire pentru înfășurările a și b, conform relațiilor (3.3) și (3.4) este un multiplu întreg a lui N_c. Dacă, spre exemplu, N_a/N_c este 25, în primar putem avea 50, 100, 150 sau 200 spire.

La proiectarea transformatorului T_r din figura 3.10 trebuie avute în vedere următoarele considerente:

a) Pentru a aduce în conducție tranzistorul Q_2 este necesar un curent de bază care, însă, va scădea în timp dacă inductanța primarului nu este corect calculată. Inductanța trebuie să fie astfel aleasă încît curentul I_{a1}, dat de ecuația (3,6), să nu se anuleze pentru cea mai mare valoare a timpului de conducție a tranzistorului T_2 (de obicei pentru o jumătate de perioadă, adică $1/2\ f$).

b) Dacă sursa lucrează în condițiile în care curentul de sarcină este redus, pe condensatorul C_1 este necesară o cantitate de sarcină redusă pentru blocarea tranzistorului Q_2. Cum, în mod uzual, condensatorul ajunge încărcat cu tensiunea de alimentare E_1, excesul de sarcină de pe condensator va determina creșterea energiei înmagazinate în transformator. Pentru a preîntîmpina acest fenomen, înfășurarea de comandă trebuie astfel dimensionată încît să rezulte saturarea miezului la un curent cu puțin mai mare decît I_{a_1}.

În figura 3.13 s-a reprezentat caracteristica $B = f(H)$ a miezului transformatorului, unde pe verticală inducția B, înmulțită cu secțiunea miezului A_e și cu numărul de spire N_a, reprezintă de fapt $\int U_a \cdot dt$, iar pe orizontală s-a înscris curentul de magnetizare.

Punctul de funcționare pe caracteristica de magnetizare, corespunzător condițiilor cele mai grele de lucru (temperatura de 100°C), se va alege în cazul caracteristicii de magnetizare astfel încît să depășească coordonatele sale, pe orizontală, cu puțin curentul I_{a1}, iar pe verticală valoarea corespunzătoare tensiunii

$$\left(U_{be} \cdot \frac{N_a}{N_b}\right) \cdot \frac{1}{2f}.$$

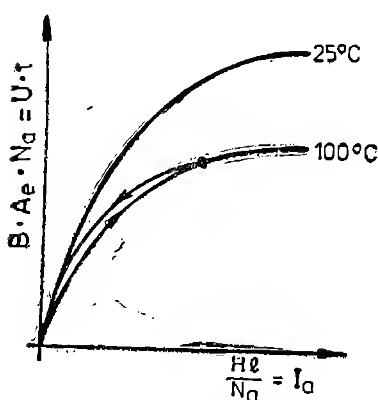


Fig. 3.13. Caracteristica $B = f(H)$ a miezului feromagnetic.

Pentru o anumită valoare a inducției B corespunzătoare unui punct pe caracteristica de magnetizare în apropierea regiunii de saturație, la temperatura maximă de lucru și pentru secțiunea A_e a miezului ales, din relația

$$\frac{U_{BE} \cdot N_a/N_b}{2f} = B \cdot A_e \cdot N_a \quad (3.10)$$

se calculează numărul de spire al înfășurării b. Din relația (3.4) rezultă apoi numărul de spire al primarului.

Pentru determinarea lungimii medii a liniei de cîmp se folosește legea circuitului magnetic, scrisă în cazul de față astfel

$$N_a \cdot I_{a1} = H \cdot l, \tag{3.11}$$

unde H reprezintă intensitatea cîmpului magnetic corespunzătorae inducției B folosite mai sus.

Notînd cu l_e lungimea calculată cu relația (3.11), se compară această valoare cu valoarea l_e corespunzătoare miezului feromagnetic avut la dispoziție. Dacă l_e este cu mult mai mare decît l_c, trebuie ales un alt miez cu dimensiuni mai reduse sau să se crească numărul de spire N_a, dacă este permis. Dacă nu se procedează în acest mod, punctul de funcționare pe caracteristica de magnetizare nu se va deplasa suficient de aproape de zona de saturare, iar valorile B și H vor fi prea mici pentru a preveni scăderea curentului prin înfășurarea primară în intervalul de timp cît tranzistorul Q_1 este blocat.

Dacă lungimea l_e este mai mică decît lungimea calculată l_c, miezul va fi puternic saturat, el nu va putea înmagazina energie pentru a asigura valoarea I_{b1} cerută de tranzistorul Q_2. Se poate lua, astfel, un miez cu dimensiuni mai mari, sau se realizează un întrefier, de lungime l_i, care să satisfacă relația

$$l = (l_e + \mu l_i), \text{ unde } \mu = B/H. \tag{3.12}$$

Comanda a două tranzistoare de putere

De foarte multe ori se utilizează două tranzistoare de putere, conectate în serie, cu scopul de a înjumătăți tensiunea maximă care apare pe unul din tranzistoare. În mod curent, cele două tranzistoare trebuie comandate simultan de la aceeași sursă de impulsuri, cerință ce este îndeplinită dacă transformatorul se prevede, în secundar, cu două înfășurări identice. În acest caz raportul N_b/N_c trebuie să fie înjumătățit, iar N_a/N_b dublat față de valorile găsite în relațiile (3.3) și (3.4), deoarece curentul total de comandă în bază este dublu față de cazul cînd avem un singur tranzistor.

Așa după cum rezultă din figura 3.14, este necesar să se introducă o mică rezistență în serie cu circuitul de bază al tranzistoarelor pentru egalizarea curenților de bază. Se alege, de obicei, o astfel de rezistență încît pe ea să rezulte

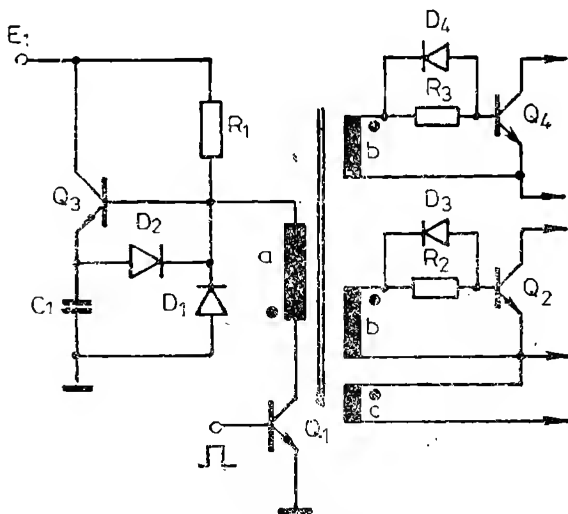


Fig. 3.14. Comanda simultană a două tranzistoare de putere.

o cădere de tensiune de aproximativ 0,5 V la curentul de bază maxim I_b ce trebuie asigurat. Valoarea rezistenței nu trebuie să afecteze relația de calcul a numărului de spire a transformatorului (relația 3.10). Pentru intervalul de timp cît tranzistoarele Q_4 și Q_2 sînt blocate, sînt necesare diodele D_4 și D_3. Căderile de tensiune pe diode trebuie luate în considerație și în relația (3.5) cînd se cere o anumită tensiune de bază, U_{BE2}, pentru blocarea tranzistoarelor.

Dacă circuitul de comandă este localizat în secțiunea de la ieșirea sursei, trebuie luate măsuri speciale de izolare a înfășurărilor transformatorului, datorită diferențelor de potențial ce apar între acestea. Se recomandă folosirea unor straturi de hîrtie izolatoare care să reziste la o diferență de potențial de circa 3000 V. Dar prin utilizarea unor astfel de izolații cresc inductanțele și capacitățile parazite ale transformatorului, fapt ce poate genera apariția în procesul de comutație a unor vîrfuri de tensiune apreciabile. Se impune limitarea vîrfurilor cu circuite de limitare suplimentare.

3.2.4. LIMITĂRI ÎN FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI DE PUTERE

3.2.4.1. STRĂPUNGEREA SECUNDARĂ

Comportarea tranzistorului de putere într-o sursă de comutație deține un rol important, performanțele sursei fiind puternic influențate de modul de lucru al tranzistorului ce îndeplinește funcția de comutator. Examinînd datele de catalog ale firmelor producătoare de tranzistoare, se observă că principalele limitări care apar în funcționarea tranzistorului sînt legate de valorile maxime permise ale curentului, tensiunii, puterii disipate, și ca o consecință a acestora, a temperaturii maxime de lucru. Materialele folosite în procesul de fabricație al tranzistorului de putere și tehnologia de realizare constituie, de asemenea, cauze care pot limita performanțele tranzistorului. Efectul temperaturii mari asupra materialelor semiconductoare folosite în tranzistorul considerat produs finit poate perturba și modifica esențial funcționarea acestuia. La temperaturi mari, unele materiale se pot topi și chiar disocia. Dacă rezistența termică dintre joncțiune și mediul ambiant crește dintr-o cauză oarecare, durata de viață a tranzistorului scade.

Temperatura maximă la care un tranzistor poate lucra, și în consecință puterea maximă care poate fi disipată în mediul înconjurător poate fi exprimată cu relația [11]:

$$T_{max} = P_{tot \cdot max} \cdot R_{tj-a} + T_a, \qquad (3.13)$$

unde:

$P_{tot \cdot max}$ reprezintă puterea maximă disipată de tranzistor;
$T_{j\,max}$ — temperatura maximă din joncțiune;
T_a — temperatura mediului ambiant;
R_{tj-a} — rezistența termică joncțiune-mediu ambiant.

Relația (3.13) este valabilă în condițiile cînd tranzistorul este alimentat cu curent continuu. La o funcționare în regim intermitent, acestei relații i se aduc corecții.

Cînd tranzistorul funcționează la un curent de colector, I_c, de valoare redusă, astfel ca $I_c \cdot U_{CE} \ll P_{tot \cdot max}$ și cu tensiune U_{BE} apropiată de zero, dacă U_{CE} crește progresiv, se observă la un moment dat o creștere accentuată a curentului I_c. Datorită creșterii densității de curent, în anumite zone ale tranzistorului apar încălziri locale excesive, care modifică distribuția curenților în joncțiuni și care au ca efect final topirea semiconductorului. În figura 3.15 se arată familia de curbe $I_c = f(U_{CE})$ în care se marchează locul de la care se declanșează procesul de străpungere secundară (second break down), precum și limitele pentru puteri disipate maxime corespunzătoare celor trei regiuni distincte de funcționare: curent continuu, curent pulsatoriu, impuls de curent singular. Străpungerea secundară este caracterizată prin scăderea tensiunii colector-emitor pe măsură ce curentul de colector crește.

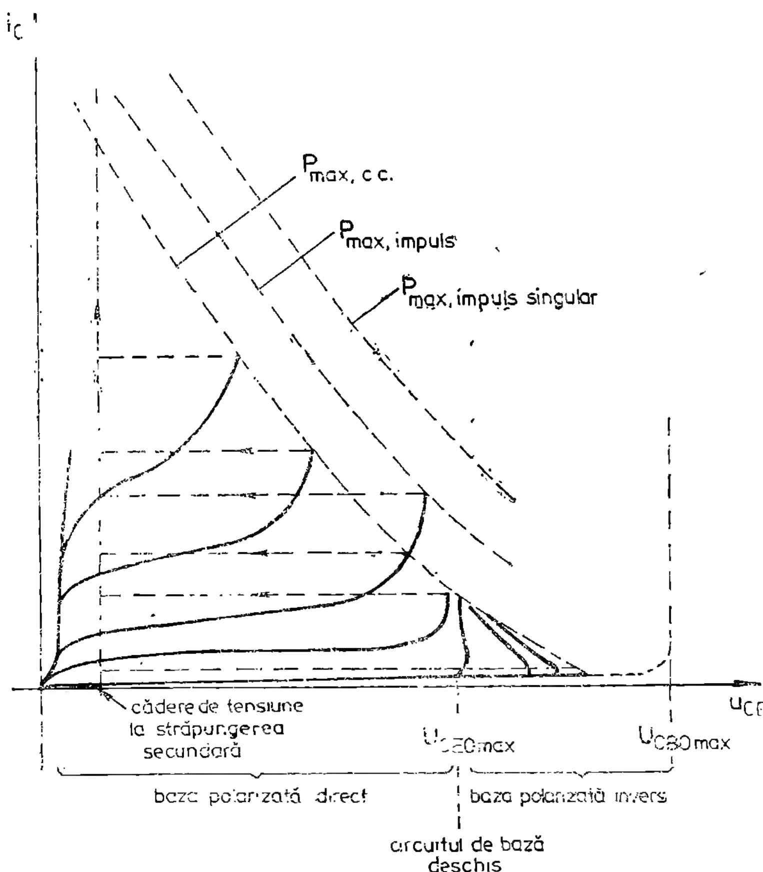


Fig. 3.15. Familia de caracteristici $I_c = f(U_{CE})$ la străpungerea secundară.

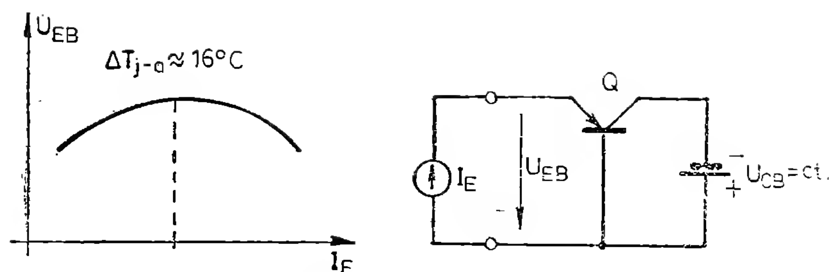


Fig. 3.16. Rezistența de intrare a tranzistorului devine negativă cînd $\Delta T_{j-a} = 16$ °C.

Fenomene termice cu efect distructiv pot apare și în cazul cînd joncțiunea emitor-bază este polarizată direct. Se poate arăta că [14] prin creșterea tensiunii colector-emitor, asociată cu creșterea temperaturii dintre joncțiuni și capsulă, se poate ajunge la fenomenul de străpungere secundară. Astfel, dacă în circuitul bază-emitor al unui tranzistor nu este conectată nici o rezistență, la o anumită valoare a curentului de emitor, rezistența joncțiunii emitor-bază devine negativă. Fenomenul apare dacă diferența de temperatură dintre joncțiuni și capsulă depășește 16°C [14].

Să considerăm modelul unui tranzistor de putere ca fiind format într-un număr de tranzistoare elementare conectate în paralel, la care nu există legată în bază sau emitor nici o rezistență (fig. 3.17). Presupunem, de asemenea, că tranzistoarele sînt izolate electric între ele. Dacă modelul este alimentat cu o tensiune U_{CE} constantă, iar tensiunea U_{BE} crește progresiv, are loc o creștere corespunzătoare a curenților de colector și a diferenței de temperatură dintre joncțiune și mediu ambiant. Tranzistoarele elementare nu pot avea caracteristici electrice identice și nici comportare termică identică, și, prin urmare, unul din tranzistoare va ajunge să se încălzească mai mult și va atinge mai repede valoarea critică a temperaturii T_{j-a}. Rezistența de intrare a acestuia va devia un curent de bază tot mai mare. Temperatura va crește rapid atrăgînd după sine scurtcircuitarea joncțiunii dintre colector emitor.

Din cele prezentate rezultă că fenomenul de străpungere poate să apară atît la polarizare directă cît și la polarizare inversă a joncțiunii emitor-bază a tranzistorului. În funcție de situația concretă legată de limitele de

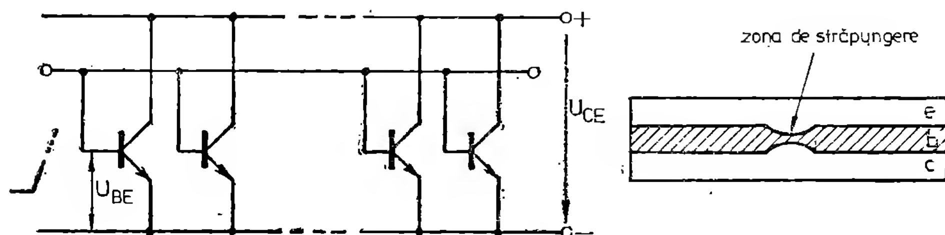


Fig. 3.17. Un model al tranzistorului de putere.

variaţie a tensiunii U_{CE} faţă de U_{CEOmax}, poate să se instaleze sau nu procesul de străpungere al tranzistorului. În lucrări ca [10, 14] se prezintă metode pentru determinarea zonei de funcţionare sigură (safety area) a tranzistorului de putere cînd acesta funcţionează cu un curent constant.

O metodă simplă de determinare a zonei de funcţionare sigură, fără să se ajungă la fenomenul de străpungere secundară, are la bază următoarea observaţie.

Creşterea locală a densităţii de curent este întotdeauna însoţită de creşterea temperaturii joncţiunii. O dată cu creşterea temperaturii are loc scăderea tensiunii U_{BE}. Pe măsură ce temperatura creşte, se măreşte şi rezistenţa termică dintre joncţiune şi capsulă, R_{c-i}. Dar creşterea de temperatură are loc mult mai rapid în comparaţie cu disipaţia de putere în mediul înconjurător, fapt ce poate conduce în final la deteriorarea ireversibilă a tranzistorului.

Înseamnă că o posibilitate de a aprecia apariţia fenomenului de străpungere secundară constă în a sesiza momentul cînd rezistenţa termică creşte peste o anumită limită. Creşterea rezistenţei peste limita maximă este întotdeauna asociată cu scăderea tensiunii U_{BE}. Putem spune că în momentul în care această tensiune începe să scadă, rezistenţa termică este la limita maximă.

În figura 3.18 se exemplifică modul de determinare a temperaturii maxime din reprezentarea $\Delta T_{j-c} = f(I_c)$.

O astfel de diagramă este valabilă pentru un regim de funcţionare al tranzistorului cînd curentul de colector este neîntrerupt.

În cazul cînd tranzistorul este în comutaţie, determinarea corectă a temperaturii maxime dezvoltate în tranzistor nu mai poate utiliza diagrame ca cele din figura 3.18.

Dacă capacitatea termică a tranzistorului o considerăm analoagă cu o reactanţă termică, atunci caracteristicile de transfer termic al tranzistorului se schimbă şi în locul rezistenţei termice putem considera „impedan-

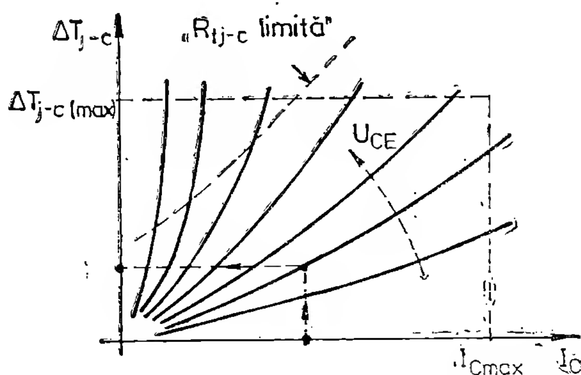


Fig. 3.18. Familia de curbe $\Delta T_{j-c} = f(I_c)$.

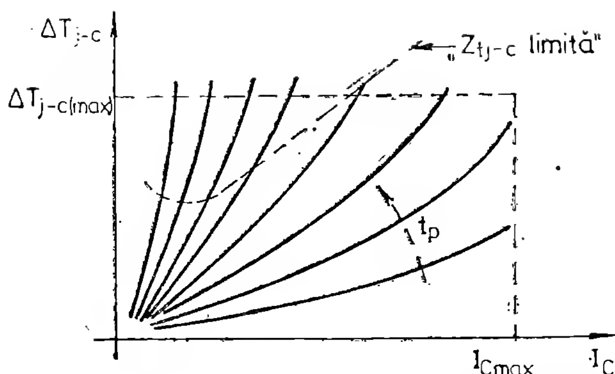


Fig. 3.19. Familia de curbe $\Delta T_{j-c} = f(I_c)$ în regim de impuls.

ța termică", dintre joncțiune și mediul ambiant Z_{t-j-a}. În figura 3.19 se prezintă o familie de caracteristici $\Delta T_{j-c} = f(I_c)$, unde parametru est durata impulsului de putere, t_p, aplicat tranzistorului.

3.2.4.2. REGIMUL TERMIC AL TRANZISTORULUI DE PUTERE LA FUNCȚIONAREA ÎN REGIM DE IMPULS

La un tranzistor în regim de comutație, mărimile I_c și P_t devin dependente de durata de conducție a tranzistorului și de frecvența de lucru. Este ușor de apreciat că dacă la $t = t_1$ (fig. 3.20) se aplică unui tranzistor un impuls de putere, el va începe să se încălzească, iar temperatura dezvoltată în joncțiune va ajunge la o valoare constantă, dacă între procesul de generare a căldurii și cel de evacuare se ajunge la un echilibru.

Condiția de regim stabilizat va fi îndeplinită de modul în care rezistențele termice asociate tranzistorului preiau energia degajată.

Cînd la $t = t_2$ (fig. 3.20, *b*) tranzistorul se blochează, începe procesul de răcire. Dacă disipația de putere încetează înainte de a se ajunge la

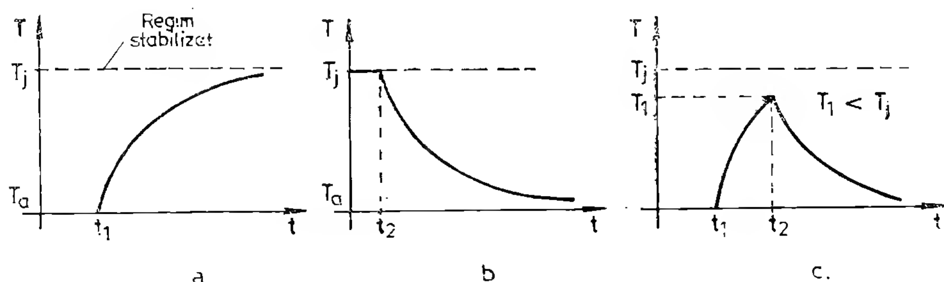


Fig. 3.20. a) Variația temperaturii în tranzistor la conectare; b) la deconectare; c) la funcționare intermitentă.

regimul termic stabilizat (fig. 3.20, *c*), temperatura dezvoltată în tranzistor va fi mai mică pentru același nivel de putere, față de regimul stabilizat.

Dacă tranzistorul este readus în conducție înainte ca el să se fi răcit complet ca urmare a unei stări de conducție anterioare, temperatura dezvoltată va crește progresiv, existînd pericolul ca după un anumit număr de conectări și deconectări să se ajungă la un proces termic în avalanșă. În urma unui astfel de proces cumulativ energia degajată poate să nu mai fie înlăturată și tranzistorul se distruge (fig. 3.21).

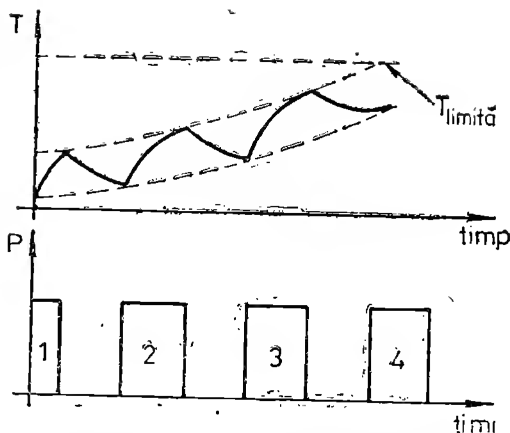


Fig. 3.21. Efectul unui tren de impulsuri asupra temperaturii dezvoltate în tranzistor.

Impedanța termică Z_t este funcție de factorul de umplere α și durata impulsului de putere aplicat tranzistorului. Dacă factorul de umplere $\alpha = 0$, atunci $Z_t = R_t$.

Impedanța termică Z_t se exprimă prin relația [14]:

$$Z_{tj-a} = \alpha R_{tj-a} + (1 - \alpha)Z_{t(1)} + Z_{t(2)} - Z_{t(3)}, \tag{3.14}$$

unde:

$Z_{t(1)}$ este impedanța termică aferentă unui impuls de putere de durată $T + t_i$ (T — perioada de repetiție a semnalului rectangular de putere, iar t_i este durata impulsului de putere);

$Z_{t(2)}$ — impedanța termică corespunzătoare unui impuls cu durata egală cu t_i;

$Z_{t(3)}$ — impedanța termică pentru un impuls cu durată egală cu perioada.

Pe baza acestor relații în cataloage se prezintă diagrama de forma celor din figura 3.22 din care se poate calcula impedanța termică pentru impulsuri de diferite durate și factor de umplere, α, variabil.

Avînd cunoscută valoarea impedanței termice se poate calcula puterea maximă în regim de impuls pe care poate să o suporte tranzistorul

$$P_{i\,max} = P_{cc\,max} \frac{R_{tj-a}}{Z_{tj-}}, \tag{3.15}$$

unde $P_{cc\,max}$ reprezintă puterea disipată de tranzistor pentru $\alpha = 0$.

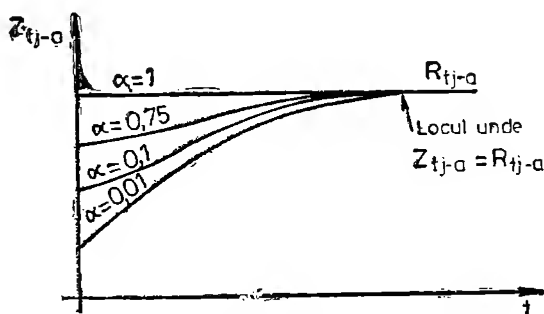


Fig. 3.22. Familia de caracteristici $Z_{\quad -a} = f(t)$.

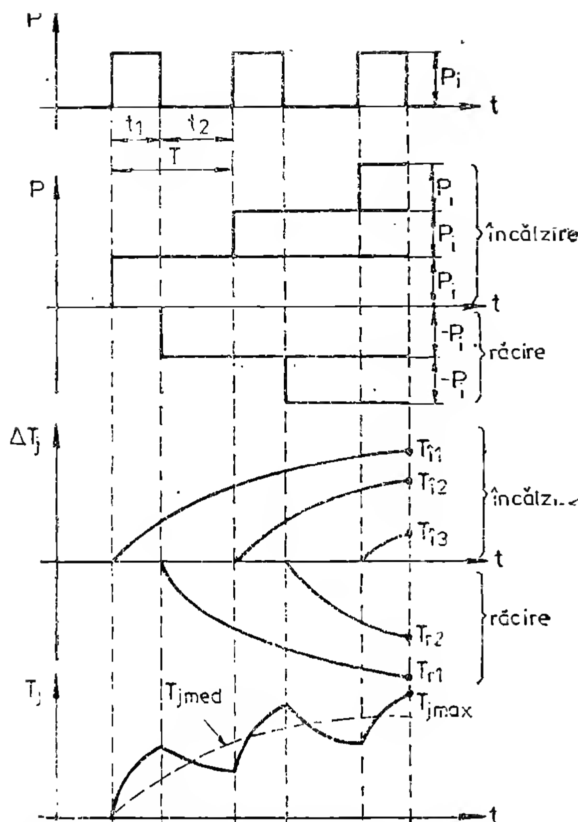


Fig. 3.23. Procesul de încălzire pentru 3 impulsuri de putere echidistante.

Temperatura joncţiunii, la orice moment de timp al unei succesiuni de impulsuri, se poate calcula considerînd că procesele de încălzire şi răcire se supun unei legi de variaţie în timp de formă exponenţială (fig. 3.23).

Diferenţa de temperatură maximă atinsă în joncţiune poate fi exprimată printr-o relaţie de forma:

$$T_j = T_{i1} - T_{r1} + T_{i2} - T_{r2} + \\ + \ldots T_{in} - T_{rn}, \qquad (3.16)$$

unde

$T_{i(i)}$ reprezintă temperatura atinsă în procesul de încălzire după aplicarea impulsului de putere i;

$T_{r(i)}$ — temperatura rezultată în urma procesului de răcire după încetarea acţiunii impulsului i;

iar

$$T_{i(i)} = P_{max(i)} \cdot Z_{t(i)}$$
$$T_{r(i)} = P_{max(i)} \cdot Z_{t(i-1)},$$

în care:

$P_{max(i)}$ reprezintă amplitudinea impulsului de putere de ordin i;

$Z_{t(i)}$ — impedanţa termică corespunzătoare intervalului de timp socotit din momentul aplicării impulsuui pînă în momentul atingerii echilibrului termic;

$Z_{t(i-1)}$ — impedanţa termică corespunzătoare intervalului de timp socotit din momentul anulării impulsului i pînă în momentul atingerii echilibrului termic.

Mărimile $Z_{t(i)}$ şi $Z_{t(i-1)}$ se obţin din diagrame de forma celei din figura 3.22, puse la dispoziţie de firmele producătoare de tranzistoare de putere.

Metoda poate fi extinsă şi pentru o situaţie redată în figura 3.24, unde un impuls de puetere de o formă oarecare este echivalat cu o succesiune de impulsuri dreptunghiulare de aceeaşi durată. Pe baza procedeului prezentat mai sus se poate calcula temperatura dezvoltată de fiecare

impuls în parte, iar prin însumare rezultă temperatura finală la care ajunge tranzistorul.

Este evident că prin alegerea unui număr mare de intervale de timp, precizia de determinare a temperaturii crește.

În multe cazuri, tranzistoarele de putere din sursele de comutație sînt solicitate și de componente continue ale curentului de colector.

Valoarea componentelor continue este uneori importantă, fapt ce generează disipația unor puteri suplimentare, nedorite în funcționare. Componentele continue produc încălzire suplimentară de care trebuie să se țină seama atunci cînd se proiectează sistemul de răcire al tranzistoarelor.

În figura 3.25 este ilustrat fenomenul de încălzire produs de două impulsuri de putere care urmează după o componentă continuă P_c. Căldura degajată după al doilea impuls generează o temperatură care poate fi exprimată cu relația [14]:

$$\Delta T_j = T_{ic} - T_{rc} + T_{i1} - T_{r1} + T_{i2}. \quad (3.17)$$

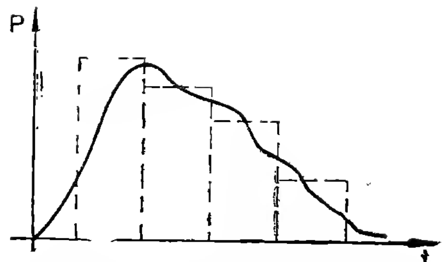


Fig. 3.24. Aproximarea unui impuls de formă neregulată printr-o succesiune de impulsuri dreptunghiulare.

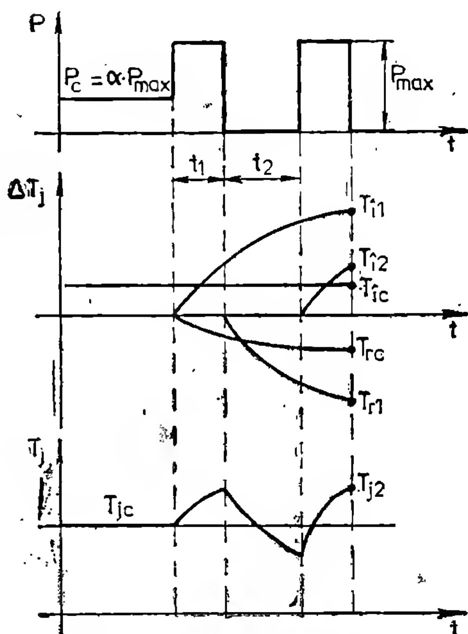


Fig. 3.25. Diagramele de temperatură pentru două impulsuri de putere.

3.2.4.3. DIMENSIONAREA RADIATORULUI UNUI TRANZISTOR DE PUTERE N COMUTAȚIE

Căldura degajată în structura semiconductorului se propagă spre mediul ambiant pe diferite căi. Rezistența termică a căilor trebuie să fie suficient de mică pentru a asigura în joncțiune o temperatură sub limita maximă admisă. Un tranzistor de putere este de obicei montat pe un radiator pentru a înlătura cantitatea de căldură. Degajarea căldurii spre mediul ambiant se face prin radiație, convecție, sau mai rar cu un agent termic de răcire.

Rezistențele termice ce apar în procesul de radiație sînt prezentate în figura 3.26. În cele mai multe cazuri, prin mediu ambiant înțelegem aerul din jurul tranzistorului de putere. Rezistența termică capsulă-mediu ambiant, R_{tc-a}, se referă la calea de evacuare directă a căldurii prin supra-

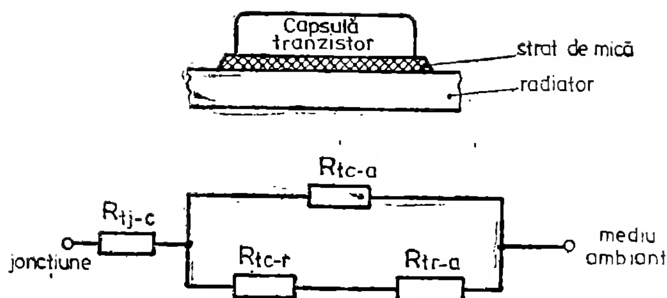


Fig. 3.26. Modelul termic al tranzistorului.

fața capsulei aflate în contact direct cu aerul. Celelalte rezistențe care apar în modelul termic sînt :

R_{tj-c} — rezistența termică dintre joncțiune și capsulă ;

R_{tc-r} — rezistența termică dintre capsulă și radiator ;

R_{tr-a} — rezistența termică dintre radiator și mediul ambiant.

Aceste rezistențe sînt caracteristice fiecărui tip de tranzistor. În tabelul 3.1 se redau cîteva valori tipice [14].

Rezistența R_{tc-r} depinde de forma capsulei, de gradul de planeitate al radiatorului, de gradul de prelucrare al suprafeței acestuia, precum și de natura impurităților depuse sau neînlăturate de pe suprafața de contact.

Întrucît suprafețele radiatorului și tranzistorului nu sînt perfect plane, contactul între ele se va stabili în principal în 3 puncte, cu un interstițiu între restul suprafețelor aduse în contact. Prin utilizarea unor substanțe moi, cu care se umple acest spațiu, se îmbunătățește contactul dintre radiator și tranzistor. În mod uzual, cele două suprafețe se ung cu o vaselină siliconică, care rămîne vîscoasă într-o gamă mare de variație a temperaturii, păstrînd totodată o bună conductibilitate termică. Tabelul 3.2 redă rezistența termică a cîtorva tipuri de capsule, pentru diferite soluții de montare pe radiator : contact direct (uscat), cu strat izolator de mică, cu vaselină siliconică și cu mică asociată cu vaselină siliconică.

Tabelul 3.1

Tipul capsulei	Rezistența termică, °C/W		
	R_{tj-c}	R_{tj-a}	R_{tc-r} *
SOT−9	4,5	—	0,5
SOT−3, TO−3	1−5	45	0,5
SOT−32 ; TO−126	6−10	100	1,0
SOT−78 ; TO−220	2,1	—	1,5
SOT−82	2,1	100	—

* Rezistența termică dintre capsulă și radiator este dată pentru condițiile unui contact uscat între tranzistor și radiator

Tipul capsulei	R_{tc-r}, °C/W			
	uscat	cu mică	cu vaselină siliconică	cu mică și vaselină siliconică
SOT–9	0,5	1,5	0,25	0,8
SOT–3; TO–3	0,5	1	0,25	0,5
SOT–32; TO–126	1	6	0,5	3,0
SOT–78; TO–220	1,5	2,5	0,8	1,3
SOT–82;	—	—	0,42	2,0

În mod obișnuit se utilizează două tipuri de radiatoare:
— plăci plane (inclusiv șasiul aparatului, sau carcasă)
— profile obținute prin extrudare.

Materialele cele mai potrivite pentru realizarea radiatoarelor sînt aluminiu și cupru. În cele mai multe cazuri, datorită prețului de cost mai mic, sînt preferate radiatoarele din aluminiu.

Rezistența termică a radiatorului este în funcție de gradul de prelucrare al suprafeței acestuia. O suprafață vopsită va avea un grad de emisivitate mai mare decît o suprafață nevopsită. Se arată că [14] rezistența termică a unui radiator plan vopsit în alb strălucitor este cu circa 3% mai mare decît a celuia vopsit în negru-mat. Prin urmare, dacă se impun anumite cerințe de estetică, culoarea radiatorului nu trebuie să constituie o clauză specială la proiectarea sistemului de răcire. De asemenea, trebuie remarcat faptul că vopselele metalizate sînt caracterizate printr-un grad redus de emisivitate.

Rezistența termică a radiatoarelor sub formă plată depinde de grosimea plăcii, de forma suprafeței și poziția acesteia. Astfel, o placă montată orizontal este caracterizată de o rezistență termică de circa două ori mai mare decît una plasată vertical.

În figura 3.27 se prezintă rezistența termică a unei plăci de aluminiu de 3 mm grosime, de formă pătrată, în funcție de suprafața, parametrul fiind puterea disipată.

Mărirea suprafeței de contact cu aerul se poate obține dacă se utilizează profile turnate sau extrudate, ca cel reprezentat în figura 3.28. Prin întrebuințarea unui astfel de profil crește suprafața de convecție și se reduce volumul radiatorului.

Pentru alegerea tipului de radiator, precum și a dimensiunilor acestuia, în literatură [9, 11, 12] sînt oferite o serie de metode care au la bază în prin-

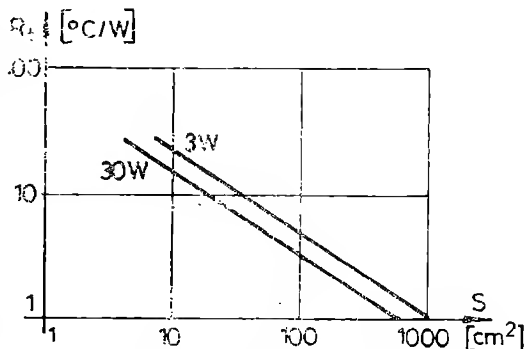


Fig. 3.27. $R(t) = f(S)$ pentru un radiator plan.

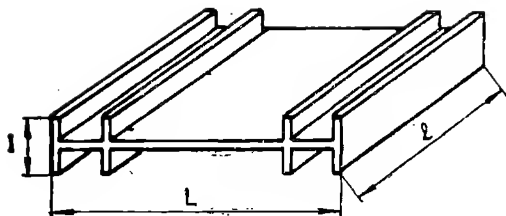


Fig. 3.28. Profil de radiator.

cıpal calculul suprafeței necesare pentru răcire. În cele ce urmează se expune o metodă simplă de determinare a suprafeței necesare pentru radiator, precum și a tipului de radiator, folosind nomograme date în cataloagele firmelor ce produc tranzistoare de putere [14].

Utilizarea nomogramelor reprezentate simplificat în figura 3.29 n‹cesită calcularea în prealabil a rezistenței termice necesare între radiator și mediu ambiant. Calculul rezistenței termice poate fi făcut cu metodele prezentate în paragraful anterior, sau poate fi luată din catalog dintr-o diagramă ce exprimă dependența dintre R_t și puterea necesară a fi disipată în exterior.

Modul de întrebuințare a unei astfel de nomograme decurge din parcurgerea următoarelor etape:

1) În cadranul IV, corespunzător rezistenței termice calculate, se trasează o dreaptă orizontală pînă intersectează una din curbele reprezentate în acest cadran. Curbele corespund poziției radiatorului (vertical sau orizontal), precum și gradul de prelucrare a acestuia (vopsit sau nevopsit).

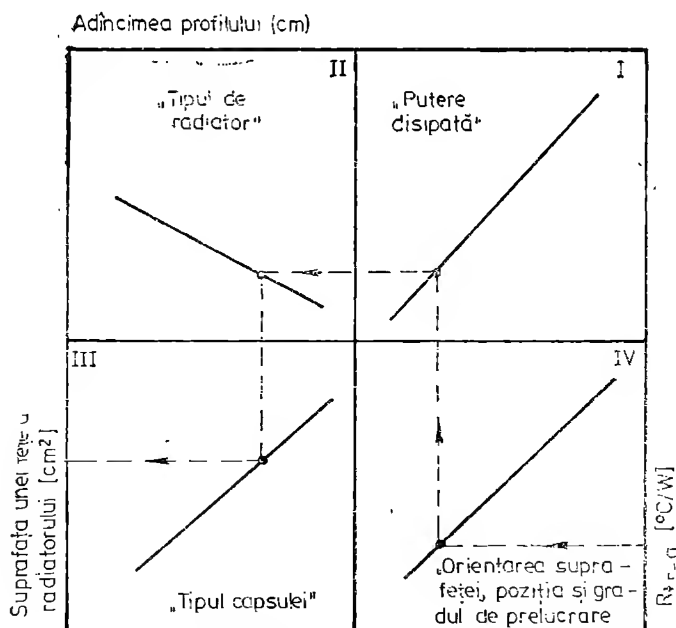


Fig. 3.29. Nomogramă de calcul a radiatorului.

2) Din punctul rezultat în cadranul IV se ridică o perpendiculară în cadranul I pînă se intersectează cu una din curbele trasate aici. Ele reprezintă puterile ce urmează a fi disipate în exterior.

3) Din noul punct de intersecție obținut, printr-o dreaptă orizontală se intersectează curbele trasate în cadranul II. Semnificația curbelor din cadranul II este următoarea. Ne permit alegerea formei de radiator : plană sau cu profil extrudat.

4) După ce s-a făcut alegerea cu privire la forma radiatorului se coboară o perpendiculară pînă în cadranul III ce va intersecta curbele trasate aici. Curbele caracterizează tipul de capsulă în care este montat tranzistorul de putere.

5) Printr-o dreaptă orizontală ce intersectează latura din stînga a cadranului III se obține suprafața necesară pentru radiator.

În anexa 1 este prezentată o astfel de nomogramă pe baza căreia se poate ușor calcula suprafața radiatorului cu procedeul descris mai sus.

3.2.5. UTILIZAREA DATELOR DE CATALOG PENTRU PROIECTAREA OPTIMALĂ A REGIMULUI TERMIC AL TRANZISTOARELOR DE PUTERE ÎN COMUTAȚIE

Funcționarea corectă a unui tranzistor de putere într-un circuit electric alimentat în curent continuu este determinată, în principal, de respectarea valorilor maxime date în catalog cu privire la curentul de colector și tensiunea colector-emitor ($I_{c\,max}$, $U_{CE\,max}$). În planul caracteristicilor de ieșire $I_c = f(U_{CE})$ respectarea acestor cerințe este similară cu plasarea punctului de funcționare sub hiperbola puterii disipate maxime. Dacă se transpune caracteristica $I_c = f(U_{CE})$ în coordonate logaritmice se obține o reprezentare mai sugesitvă a condiției mai sus menționate. Puterea maximă admisă se reprezintă ca o dreaptă înclinată la 45° față de sistemul de axe de coordonate (Anexa 2, figura 1).

În regim stabilizat există o dependență liniară între puterea disipată în joncțiunile tranzistorului și diferența de temperatură dintre joncțiuni și capsulă

$$T_j - T_c = R_{tj-c} \cdot P_{tot}. \tag{3.18}$$

Dacă ne referim la valori maxime admisibile, relația de mai sus devine :

$$T_{j\,max} - T_c = R_{tj-c} \cdot P_{tot\cdot max}. \tag{3.19}$$

Această relație, reprezentată grafic, spre exemplu, pentru tranzistorul de putere BUX80 arată ca în Anexa 2, figura 2. Ea ne oferă posibilitatea să apreciem temperatura dezvoltată la un anumit nivel al puterii dezvoltate. Reprezentarea grafică din figura 2 este valabilă în condițiile cînd tranzistorul de putere este alimentat cu un curent continuu, neîntrerupt.

În condițiile cînd tranzistorul este în regim de comutație, temperatura lui va crește treptat pe măsură ce tot mai multe impulsuri de putere se aplică tranzistorului, condiții în care relația (3.18) se scrie:

$$T_{ji\,max} - T_c = P_{i\,max} \cdot Z_{tj-c}, \tag{3.20}$$

unde:

$T_{ji\,max}$ reprezintă temperatura maximă dezvoltată în tranzistor la funcționarea acestuia în regim pulsatoriu;

$P_{i\,max}$ — valoarea maximă a impulsului de putere transmis tranzistorului;

Z_{tj-c} — impedanța termică joncțiune-capsulă.

Pentru tranzistorul BUX80, spre exemplu, graficul lui Z_{tj-c} funcție de durata impulsului de putere aplicat arată ca în figura 3 a anexei 2.

Împărțind relațiile (3.19) cu (3.20) se obține:

$$P_{i\,max} = P_{tot \cdot max} \cdot \frac{R_{tj-c}}{Z_{tj-c}} = P_{tot \cdot max} \cdot M. \tag{3.21}$$

Din relația (3.21) rezultă observația că putem calcula valoarea maximă a puterii disipate într-un tranzistor de putere în regim de comutație, înmulțind puterea maximă corespunzătoare regimului de curent neîntrerupt cu un factor de multiplicat M, factor ce depinde de impedanța termică Z_{tj-c}. Dacă se utilizează reprezentarea logaritmică a caracteristicilor de ieșire ale tranzistoarelor, zona de funcționare se extinde. Conform diagramei din figura 4 (anexa 2) rezultă că pe măsură ce durata impulsului de putere scade, se extinde zona de funcționare sigură a tranzistorului (safety area).

Factorul de multiplicitate M definit ca raportul

$M = \frac{R_{tj-c}}{Z_{tj-c}}$ are două componente:

— M_U — factorul de multiplicare al tensiunii. Acesta ne arată cu cît poate fi crescută tensiunea colector emitor la un curent $I_{c\,max}$, pentru a nu se ajunge în zona de străpungere secundară (second breakdown)

— M_I — factorul de multiplicare al curentului. El pune în evidență cu cît poate fi mărit curentul prin tranzistor, la o tensiune egală cu cu $U_{CEO\,max}$ pentru a nu se ajunge la străpungerea secundară.

Figurile 5 și 6 din anexa 2 redau alura acestor doi factori la tranzitorul BUX80.

Avînd valorile acestor doi factori din diagrama de forma celor prezentate în figura 5 și 6, se poate delimita cu mai multă precizie zona de funcționare sigură a tranzistorului la diferite combinații ale perechilor de valori I_C, U_{CE}.

3.2.6. REȚEA *RC* DE PROTECȚIE A TRANZISTOARELOR DE PUTERE

Solicitarea cea mai puternică la care este supus un tranzistor în procesul de comutație are loc atunci cînd tranzistorul este adus în starea de blocare.

În paragraful 3.4, în care s-au prezentat circuite pentru comanda în bază a tranzistoarelor de putere, s-a scos în evidență faptul că prin generarea unui curent invers I_{B2} de valoare cît mai mare se reduce considerabil timpul de stocare a purtătorilor de sarcină. Această cerință poate însă, genera un proces de multiplicare în avalanșă care să distrugă tranzistorul. Pentru a împiedica o astfel de situație se cunosc două procedee:

— blocarea tranzistorului se realizează la tensiuni colector emitor cît mai reduse;

— se reduce curentul de colector în timp ce tensiunea de colector crește.

În figura 3.30 se prezintă un circuit de protecție a tranzistorului care acționează atunci cînd tranzistorul trece din stare de conducție în cea de blocare. El funcționează astfel:

Cînd tranzistorul *Q* se blochează, condensatorul se încarcă prin dioda D_1 la o tensiune $(E - U_{D1})$, unde U_{D1} este căderea de tensiune pe dioda D_1. Cînd tranzistorul este adus în conducție, condensatorul se descarcă peste rezistența *R*.

Energia cu care se încarcă condensatorul în intervalul de timp cît tranzistorul este blocat este

$$W = \frac{C\,U_{CE}^2}{2} = \frac{I_c U_{CE}(t_r + t_c)}{2}, \qquad (3.22)$$

unde:

I_c este curentul de colector maxim;
U_{CE} — tensiunea colector-emitor maximă;
t_r — timpul de ridicare;
t_c — timpul de cădere.

Rezolvînd ceuația (3.22) pentru capacitatea *C*, se obține:

$$C = \frac{I_c(t_r + t_c)}{U_{CE}}. \qquad (3.23)$$

Tensiunea pe condensator se poate scrie și astfel:

$$U_c = U_{CE}\,e^{-t_c/RC}, \qquad (3.24)$$

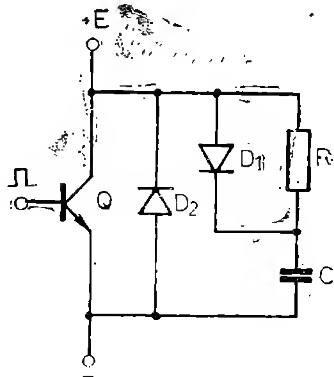


Fig. 3.30. Rețea *RC* pentru protecția tranzistorului.

unde t_1 este durata de conducție a tranzistorului. Dacă considerăm că procesul de încărcare al capacității este de $(3 \div 5)\ \tau$, unde $\tau = RC$, putem exprima valoarea rezistenței R astfel

$$R = \frac{t_1}{3C}. \tag{3.25}$$

Cu această valoare pentru R trebuie verificat în continuare dacă curentul de descărcare nu depășește curentul de colector admis. Pentru o funcționare corectă a circuitului RC de protecție, se admite că valoarea curentului de descărcare, I_{desc}, să nu depășească 25% din valoarea curentului de colector, adică:

$$I_{desc} < 0{,}25\ I_c, \tag{3.26}$$

unde

$$I_{desc} = \frac{U_{CE}}{R}. \tag{3.27}$$

După calcularea valorii rezistorului R, trebuie determinată puterea ce se disipă pe el la descărcarea, respectiv încărcarea condensatorului. Puterea disipată se exprimă astfel:

$$P_R = \frac{1}{2}\ U_{CE}^2 \cdot C \cdot f, \tag{3.28}$$

unde f este frecvența de comandă a tranzistorului de putere.

3.3. TRANZISTORUL MOSFET CA ELEMENT DE COMUTAȚIE

3.3.1. CARACTERISTICI

Tranzistorul MOSFET de putere este un dispozitiv electronic foarte răspîndit în construcția surselor de comutație de putere datorită performanțelor pe care le dezvoltă în comparație cu un tranzistor de putere bipolar. Ele pot fi rezumate astfel:

— viteza de comutație mare. Este capabil să comute la frecvențe mari, deoarece el este un dispozitiv semiconductor la care conducția se face prin purtători majoritari de sarcină. Comanda sa se face în tensiune, iar viteza de comutație depinde de ritmul în care se introduce sau se elimină sarcina din circuitul de poartă. În aplicațiile curente tranzistorul MOSFET poate fi comutat în mai puțin de 10 nsec. Din acest motiv el poate să lucreze la frecvențe mult mai mari decît un tranzistor bipolar, fapt ce atrage după sine reducerea volumului, costului și greutății componentelor feromagnetice ale sursei;

— timpul de comutare este independent de circuitul de sarcină și de variațiile temperaturii;

— impedanța de intrare are valori foarte mari. Întrucît poarta tranzistorului MOSFET este izolată electric de sursă printr-un strat de oxid de siliciu, la aplicarea unei tensiuni între poartă și sursă, un curent foarte mic, practic neglijabil, se stabilește între sursă și poartă;

— impedanța de intrare fiind constituită dintr-o rezistență șuntată de capacitate, la frecvențe înalte capacitatea este elementul dominant. Acest lucru face ca proiectarea circuitului de comandă să fie foarte simplă;

— nu se mai pune problema saturării miezului datorită duratelor de conducție inegale a tranzistoarelor din montajul „semipunte", pentru că diferența dintre timpii de stocare a două tranzistoare MOSFET este neglijabilă;

— datorită coeficientului de temperatură pozitiv al rezistenței canalului, la tranzistoarele de putere MOSFET nu mai apare practic fenomenul de străpungere secundară ca la tranzistoarele bipolare. Aceasta conduce la o mai mare fiabilitate a circuitului, nu mai sînt necesare rețele $R-C$ în paralel cu tranzistoarele, scăzînd astfel complexitatea sursei și bineînțeles costul ei;

— majoritatea tranzistoarelor MOSFET au încorporate între drenă și sursă o diodă. Timpul de polarizare inversă al diodei depinde de tensiunea drenă sursă. Pentru tensiuni joase (100 V), timpul de revenire este de circa 200 ns, în timp ce la tranzistoarele cu tensiuni drenă-sursă de 400—500 V, timpul de revenire este de 600—700 ns. Dacă nu există pretenții ca această diodă să fie foarte rapidă, ea poate fi folosită ca diodă de protecție pentru tranzistorul aferent.

În caracteristica $I_D = f(U_{DS})$ (fig. 3.31) se disting două zone cunoscute sub numele de „rezistență constantă" și de „curent constant". Pînă în punctul A al caracteristicii curentul I_D crește proporțional cu tensiunea U_{DS}. După acest moment la orice creștere a tensiunii, prin tranzistor curentul rămîne constant.

Cînd tranzistorul MOSFET este folosit ca și element de comutație, căderea de tensiune între drenă și sursă este proporțională cu curentul de drenă, adică tranzistorul lucrează în domeniul de rezistență constantă. Din acest motiv rezistența drenă-sursă a tranzistorului în stare de conducție, R_{DS}, este un element foarte important în determinarea pierderilor de putere.

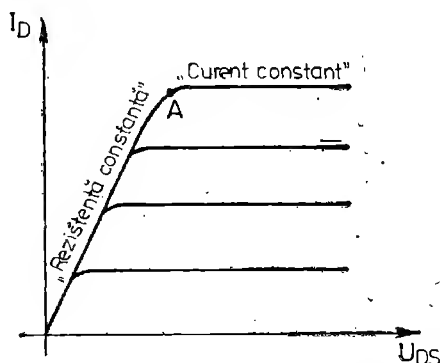


Fig. 3.31. Caracteristica $I_D = f(U_{DS})$.

Rezistența R_{DS} depinde relativ puțin de temperatură. Se apreciază că ea se dublează la o gamă de variație a temperaturii de 110°C. În cazul tranzistorului MOSFET, pierderile de putere la comutație se dublează doar la o variație a temperaturii de circa 100°C. Din acest punct

de vedere tranzistorul de putere MOSFET este mai stabil decît un tranzistor bipolar, întrucît în aplicații curente nu se întîlnește o gamă de variație a temperaturii de 100°C.

3.3.2. STRUCTURA TRANZISTORULUI MOSFET

Performanțele pe care le posedă o sursă în comutație ce folosește tranzistoare MOSFET de putere rezultă, în principal, din frecvența maximă de lucru, care este mult mai mare decît la sursele ce se bazează pe tranzistoare bipolare. Relația ce există între timpii de creștere și de cădere la un tranzistor de putere MOSFET este determinată de capacitățile parazite ale tranzistorului.

Pentru a folosi cele mai adecvate procedee de comandă a tranzistorului MOSFET de putere trebuie cunoscute limitele de variație a capacităților parazite în funcție de tensiunile aplicate tranzistorului. În figura 3.32 este prezentată o secțiune transversală printr-un tranzistor DMOS (double-difused MOS) cu canal N.

Schema electrică a structurii tranzistorului MOSFET este redată în figura 3.33. Grosimea și suprafața stratului de material dielectric de SiO_2 dintre poartă și sursă determină valoarea capacității de poartă. În starea de blocare, capacitatea totală dintre poartă și sursă este formată din:

a) capacitatea C_3 corespunzătoare spațiului dintre poarta și stratul de tip N^+ puternic dotat din sursă;

b) capacitatea C_2 dintre poartă și stratul P dotat moderat;

c) capacitatea C_1 dintre sursă și stratul metalizat depus pe sursă, deasupra porții.

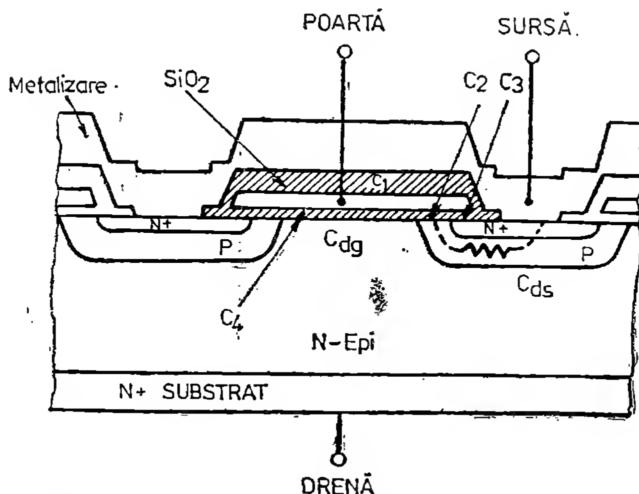


Fig. 3.32. Structura unui tranzistor MOSFET de putere.

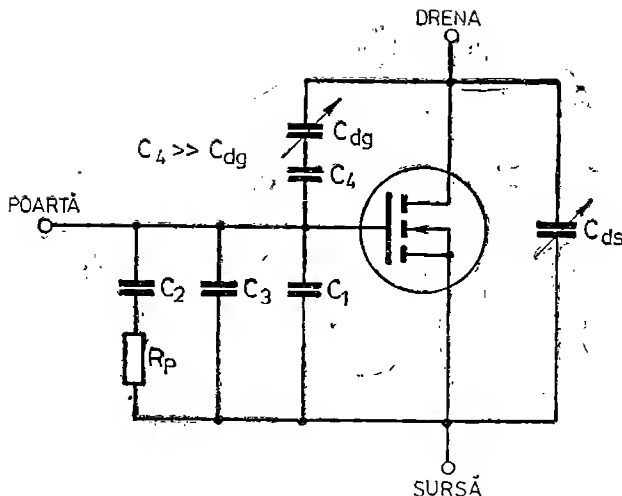


Fig. 3.33. Schema electrică echivalentă a tranzistorului MOSFET.

În mod uzual C_1 este mult mai mică în comparație cu C_2 și C_3, și poate fi neglijată.

În figura 3.34 se prezintă modul de variație al acestor capacități pentru tranzistorul UFN 351 cu tensiunea U_{DS} la frecvența $f = 1$ MHz [13]. Se observă că C_{gs} este practic independentă de tensiunea U_{DS}.

Capacitatea dintre drenă și poartă este formată din capacitatea C_4 dintre regiunea N și poartă, precum și din mici capacități generate de neuniformitatea sarcinilor create în stratul N. Ea depinde de tensiune, așa cum este ilustrat în figura 3.34, în timp ce C_4 este considerată practic independentă față de tensiune. Pe măsură ce frecvența de comutație crește, capacitatea C_{dg} afectează capacitatea de intrare a tranzistorului. Capacitatea C_{ds} este, de asemenea, de valoare redusă. Ea nu afectează în mod pregnant comportarea dispozitivului la comutație.

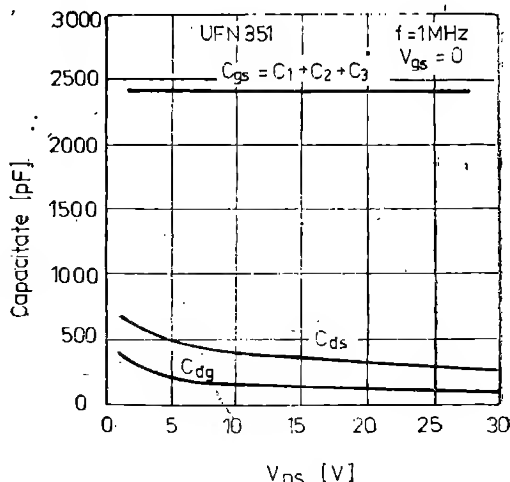


Fig. 3.34. Capacitățile tranzistorului funcție de tensiunea U_{DS}.

3.3.3. COMANDA TRANZISTOARELOR MOSFET

Comanda cu circuite TTL. Deși este posibilă comanda tranzistorului MOSFET direct de la ieșirea unor circuite din familia TTL, soluția nu se utilizează, deoarece intrarea în saturație a acestora nu se face suficient

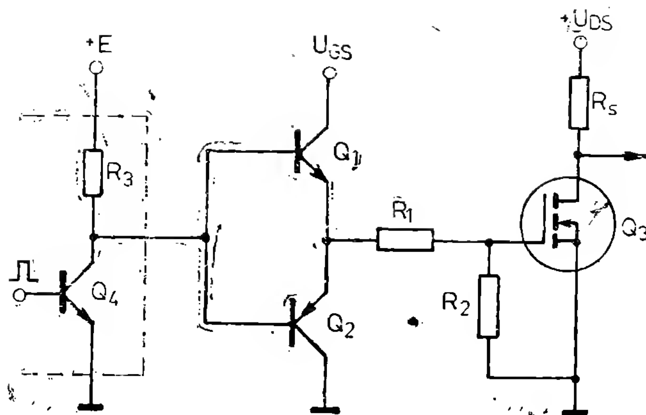


Fig. 3.35. Comanda tranzistorului MOSFET de la un circuit TTL.

de rapid. În aceste condiții nu se pot obține performanțe superioare în ceea ce privește timpii de comutație pentru tranzistorul MOSFET.

Pentru a îmbunătăți performațele la comutație, între cele două etaje, se conectează un etaj tampon care să încarce și descarce capacitățile de intrare ale tranzistorului MOSFET într-un timp foarte scurt. Un circuit simplu, care permite îndeplinirea acestei cerințe este repetorul pe emitor complementar (fig. 3.35).

Curentul care parcurge cele două tranzistoare Q_1 și Q_2 este de fapt curentul de intrare al tranzistorului MOSFET, care se poate exprima astfel:

$$I = \frac{C_{gs} U_{GS}}{t_r}, \tag{3.29}$$

unde: C_{gs} este capacitatea grilă-sursă, U_{GS} — tensiunea grilă-sursă, iar t_r — timpul de ridicare al curentului.

Dacă considerăm timpul de creștere al curentului egal cu timpul de cădere, puterea disipată pe fiecare tranzistor din etajul tampon este:

$$P = U_{CE} \cdot I_c \cdot t_r \cdot f, \tag{3.30}$$

unde:

U_{CE} este tensiunea la saturație pe tranzistoarele Q_1, respectiv Q_2;
I_c — curentul de colector;
f — frecvența de comutație.

Comanda tranzistorului MOSFET cu circuite CMOS. Întrucît tranzistorul MOSFET are rezistența de intrare mare, el poate fi comandat direct de la porți CMOS (fig. 3.36). Schema va asigura timpi de ridicare și cădere de aproximativ 60 ns. Pentru a obține timpi de comutare și mai buni, pot fi folosite pentru comandă repetoare pe emitor sau mai multe porți CMOS conectate în paralel. Configurația din figura 3.36 *b*

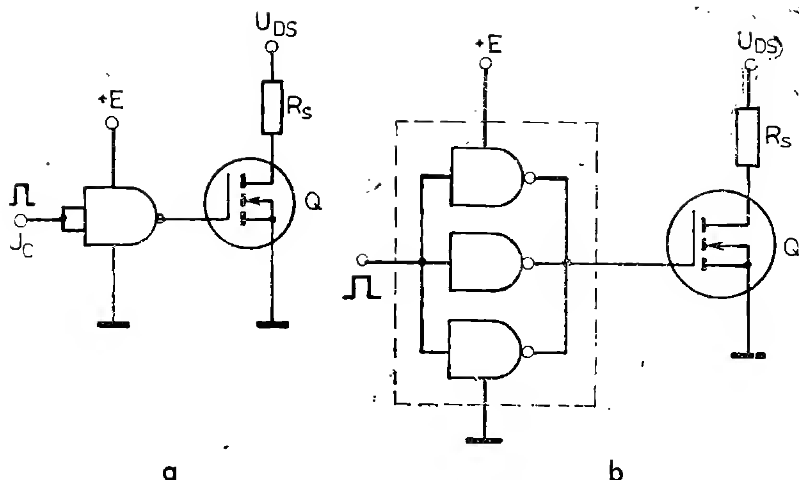


Fig. 3.36. a) Comanda tranzistorului MOSFET prin circuit CMOS; b) Comanda MOSFET prin punerea în paralel a mai multor circuite CMOS.

permite creşterea curentului necesar pentru încărcarea mai rapidă a capacităţilor de intrare ale tranzistorului MOSFET.

Comanda tranzistorului MOSFET cu amplificator operaţional. În multe aplicaţii tranzistorul de putere este comandat de un amplificator operaţional capabil să furnizeze un curent de sarcină mare. Întrucît banda de frecvenţă a unui amplificator operaţional de fabricaţie curentă este în jur de 25 kHz, pentru a realiza o sursă de comutaţie cu frecvenţa de lucru, care să depăşească această limită, între amplificator şi etajul de putere se conectează un circuit repetor (fig. 3.37).

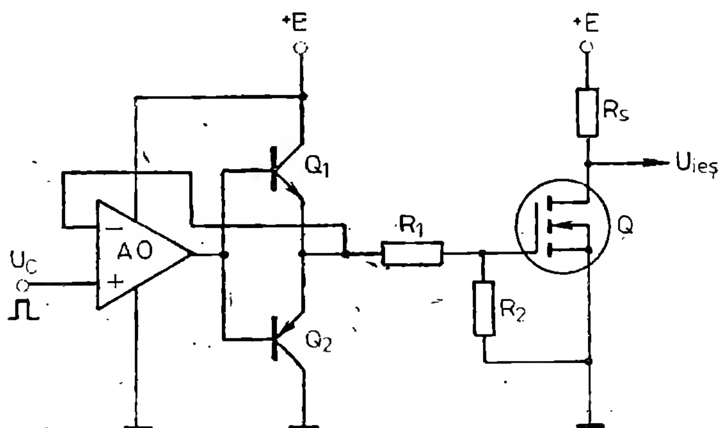


Fig. 3.37. Comanda tranzistorului MOSFET prin amplificator operaţional.

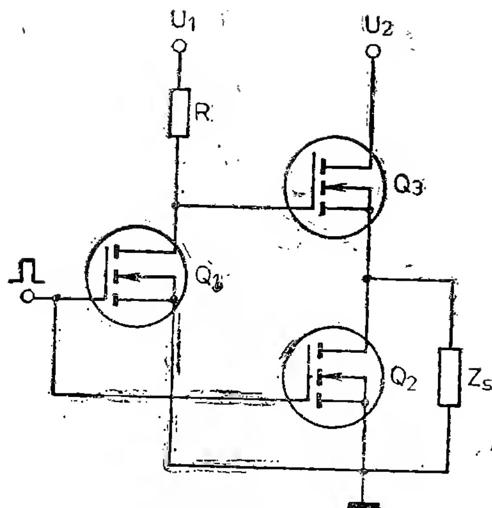


Fig. 3.38. Comanda tranzistorului MOSFET prin etaj defazor.

În circuitele de comandă prezentate în figurile 3.35, 3,36 și 3.37, tranzistorul MOSFET a fost folosit în conexiunea sursă comună. Sînt însă alte situații în care se utilizează configurația cu drenă comună, ca de exemplu în figura 3.38 cînd tranzistorul Q_3 este adus în conducție, tensiunea pe impedanța de sarcină Z_s va crește spre valoarea tensiunii U_2, dar nu va ajunge să atingă această valoare datorită căderii de tensiune pe rezistența R.

Tranzistoarele MOSFET se pot comanda și prin intermediul unor transformatoare de separare. Topologia circuitului este redată în figura 3.39.

Acest circuit asigură o viteză de creștere controlată a curentului de drenă a tranzistorului Q_2. Timpul de creștere al curentului de drenă prin Q_2 este controlat prin aplicarea pe poartă a unei tensiuni liniar variabile. Condensatorul C_1 de valoare apreciabilă în comparație cu C_{gs} este montat în paralel cu joncțiunea poartă-sursă pentru a minimiza efectul variațiilor capacității C_{dg} pe durata proceselor de comutație. De asemenea, C_1 împiedică apariția unor oscilații parazite în circuitul de poartă datorate reacțiilor introduse de capacitatea C_{dg} la frecvențe înalte.

Timpul de creștere a curentului prin Q_2 depinde de viteza de creștere a tensiunii pe condensatorul C_1.

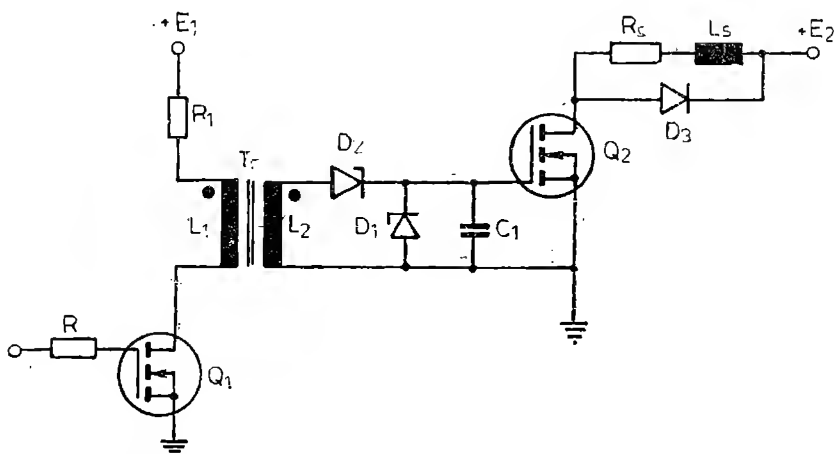


Fig. 3.39. Comanda tranzistorului MOSFET prin transformator de separare.

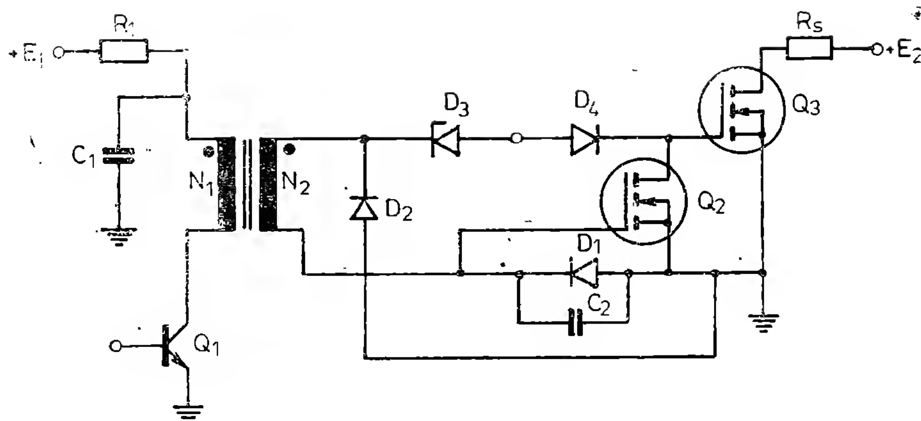


Fig. 3.40. Variantă de circuit de comandă a tranzistorului MOSFET de putere.

Funcționarea circuitului este următoarea: cînd tranzistorul Q_1 se aduce în conducție, transformatorul de curent T_r produce în înfășurarea secundară un curent constant. Curentul de comandă constant este determinat de rezistența R_1 și va încărca liniar pe C_1 prin dioda D_2. Dioda Zener D_1 limitează tensiunea poartă-sursă la valorile cerute de tranzistorul Q_2. Cînd tensiunea în înfășurarea secundară se anulează, dioda D_2 devine invers polarizată. Totodată, D_1 împiedică apariția unor tensiuni negative pe joncțiunea poartă-sursă și servește la descărcarea energiei înmagazinată în înfășurarea secundară.

Un astfel de circuit asigură un timp de ridicare a curentului de circa 70 ns și un timp de cădere de 40 ns.

În multe aplicații aducerea în conducție, respectiv blocarea tranzistorului MOSFET de putere, trebuie să se facă în intervale de timp foarte mici. Montajul prezentat în figura 3.40 [13] îndeplinește aceste cerințe.

Cînd tranzistorul Q_1 este adus în conducție, tensiunea la care s-a încărcat condensatorul C_1 se aplică înfășurării primare a transformatorului T_r (transformatorul are numărul de spire din primar, N_1 egal cu numărul de spire din secundar, N_2). Energia înmagazinată în condensator este transferată înfășurării secundare. Curentul din înfășurarea secundară circulă prin diodele D_3, D_4, tranzistorul MOSFET, Q_2, de mică putere și condensatorul C_2. Aceste curent în primă fază descarcă condensatorul C_2. Tranzistorul Q_2 se blochează atunci cînd tensiunea pe C_2 scade sub nivelul necesar aducerii în conducție a joncțiunii poartă-sursă a acestuia. Tensiunile negative ce pot apare pe joncțiunea de intrare a lui Q_2 sînt limitate de dioda D_1. După blocarea lui Q_2, curentul înfășurării secundare se stabilește prin capacitatea de intrare a transformatorului Q_3. Cînd tensiunea de poartă atinge nivelul de intrare în conducție, tranzistorul Q_3 se deschide. Tensiunea din circuitul de poartă a lui Q_3 va crește în continuare pînă transformatorul se saturează. În acest moment curentul în secundarul tranzistorului se anulează. Tensiunea din secundar devine nulă. Sarcina stocată în capacitatea de intrare a tranzistorului Q_3 se menține nealterată pentru că dioda

D_4 este blocată. Viteza cu care capacitatea de intrare se descarcă depinde în principal de curentul invers al diodei D_4.

La blocarea tranzistorului Q_1, energia înmagazinată este cedată circuitului secundar, curentul stabilindu-se prin D_2, capacitatea C_2 aflată în paralel cu capacitatea de intrare a tranzistorului Q_2. Cînd tensiunea pe joncțiune poartă-sursă a tranzistorului Q_2 ajunge la nivelul la care acesta intră în conducție, va avea loc procesul de descărcare al sarcinii acumulate în circuitul de intrare al lui Q_3, prin Q_2. Descărcarea are loc printr-un circuit cu impedanță mică, rezultînd un timp de blocare pentru Q_3 foarte mic. Condensatorul C_2 rămîne, în continuare, încărcat, fapt ce determină menținerea în conducție a lui Q_3 și pe Q_3 blocat. Acest lucru împiedică ca tranzistorul Q_3 să intre în conducție prin efectul du/dt ce poate să apară la terminalul drenă al tranzistorului.

Cu un astfel de circuit de comandă se pot obține timpi de comutare pentru tranzistoarele MOSFET de 1—15 ns [13].

3.4. APLICAȚII

A.3.1. Să se dimensioneze etajul de putere al sursei în contratimp din figura A.3.1, la care se cunosc următoarele date inițiale:

— tensiunea de alimentare $U_i = 24\ V \pm\ 20\%$;
— miezul de ferită al transformatorului este de tipul E42—3C8;
— tensiunea de ieșire $U_s = 5$ V;
— curentul de ieșire $I_s = 20$ A;
— tranzistoarele sînt de tipul BUZ—72A;
— frecvența de lucru 100 kHz;
— amplitudinea pulsațiilor tensiunii la ieșire, $\Delta U_s = 100$ mV.

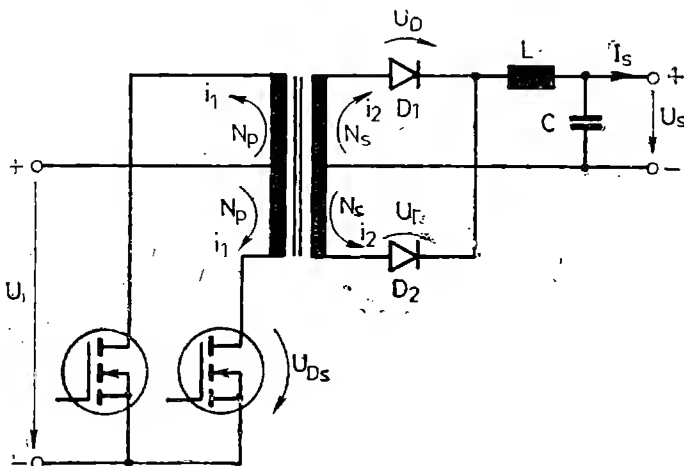


Fig. A.3.1. Etaj de putere în contratimp cu tranzistor MOSFET.

Rezolvare. Valoarea medie a tensiunii de ieşire se exprimă prin relaţia

$$U_s = 2\alpha \frac{U_i}{n} .$$

Ţinînd cont de căderile de tensiune pe diodele redresoare şi pe tranzistoare în stare de conducţie, factorul de comandă α se poate exprima astfel:

$$\alpha = \frac{(U_s + U_D)n}{2(U_i - U_{DS})},$$

unde n este raportul de transformare definit ca N_p/N_s.

Alegînd un raport de transformare $n = 5$, se poate calcula domeniul de variaţie al factorului α în funcţie de limitele de variaţie ale tensiunii de intrare:

$$\alpha_{max} = \frac{(U_s + U_D)\, n}{2(U_{i\,min} - U_{DS})} = \frac{(5 + 0{,}6)5}{2(19{,}2 - 1)} = 0{,}76,$$

$$\alpha_{min} = \frac{(U_s + U_D) \cdot n}{2(U_{i\,max} - U_{DS})} = \frac{(5 + 0{,}6)\, 5}{2(28{,}8 - 1)} = 0{,}48.$$

Numărul minim de spire al înfăşurării primare necesar împiedicării saturării miezului se determină din relaţia:

$$N_p > \frac{U_{i\,min} \cdot t_{1(max)}}{\Delta B \cdot S_m} \cdot 10^8,$$

unde:

ΔB este variaţia maximă de flux permisă de miez (Gauss);
S_m — secţiunea miezului (cm^2);
$t_{1(max)}$ — durata maximă de conducţie a unui tranzistor.

Pentru un miez de tipul 3C8 [25], inducţia maximă admisă este $B = 2500$ G. În cazul montajului în contratimp $\Delta B = 2 \times 2500 = 5000$ G.

$$N_p > \frac{19{,}2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{5000 \cdot 1{,}82} \cdot 10^8 = 2{,}1.$$

Se alege $N_p = 4$, iar pentru numărul de spire din secundar rezultă valoarea $N_2 = 1$. Valoarea maximă a curentul din primar este

$$I_{pmed(max)} = \frac{1/2\, P_{i(max)}}{U_{i\,min} - U_{DS}} = \frac{P_{s\,max}}{2\eta(U_{i\,min} - U_{DS})}$$

Alegînd pentru sursă un randament $\eta = 0{,}75$, rezultă:

$$I_{pmed(max)} = \frac{5 \cdot 20}{2 \cdot 0{,}75(19{,}2 - 1)} = 3{,}66 \text{ A}.$$

Dacă admitem o densitate de curent în înfășurări de 3A/mm² se poate determina secțiunea conductoarelor de bobinaj. Pentru înfășurarea primară, secțiunea necesară a conductorului este

$$S_1 = \frac{I_{pmed(max)}}{j} = \frac{3,6}{3} = 1,2\ \text{mm}^2.$$

Pentru înfășurarea secundară:

$$S_2 = \frac{I_s}{j} = \frac{10}{3} = 3,3\ \text{mm}^2.$$

Inductivitatea de filtraj L și condensatorul C se aleg astfel încît să asigure o anumită amplitudine a pulsațiilor tensiunii de ieșire, ΔU_s. Utilizînd un condensator de calitate care are rezistența proprie R_c cît mai mică, putem determina valoarea necesară a inductanței de filtraj.

Fie pentru condensatorul de filtraj valoarea $C = 20\ \mu\text{F}$ cu $R_c = 7\ \text{m}\Omega$. Valoarea maximă a amplitudinii pulsațiilor curentului de sarcină se exprimă astfel [13]:

$$\Delta i_s = \frac{\Delta U_{s(max)}}{\frac{T \cdot \alpha_{min}}{2 \cdot C} + R_c} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{\frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 0,48}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} + 7 \cdot 10^{-3}} = 0,78\ \text{A}.$$

Inductanța de filtraj necesară este:

$$L_{min} = \left(\frac{U_{i\,max}}{n} - U_D - U_S\right)\frac{T \cdot \alpha_{min}}{\Delta i_s} =$$

$$= \left(\frac{28,8}{5} - 0,6 - 5\right)\frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 0,48}{0,6} = 1,28\ \mu\text{H}.$$

Pentru filtru alegem un miez oală [24] de tipul O 36 × 22 care are inductanță specifică $A_L = 1000\ \text{nH/sp}^2$. Numărul de spire necesar este

$$N = \left(\frac{10^6 L_{min}(\text{mH})}{1000}\right)^{1/2} = \left(\frac{10^6 \cdot 1,28 \cdot 10^{-3}}{1000}\right)^{1/2} = 1,43.$$

Alegem $N = 3$ spire.

A.3.2. Fie o sursă în comutație în montaj „semipunte", ce conține tranzistoarele de comutație BUX80, alimentate la tensiune de 310 V. Curentul de colector al unui tranzistor este $I_c = 1$ A. La frecvența de comutație de 20 kHz, timpii de comutație ai tranzistorului sînt $t_r = 2\ \mu\text{s}$ și $t_c = 1\ \mu\text{s}$. Să se calculeze rețeaua de protecție RC conectată în paralel cu un tranzistor de putere.

Rezolvare. Conform relației 3.23 se poate calcula valoarea necesară pentru capacitate

$$C = \frac{I_c(t_r + t_c)}{U_{CE}} = \frac{1 \cdot (2 + 1) \cdot 10^{-6}}{310} = 0,009 \cdot 10^{-6}\ \text{F}.$$

Se adoptă $C = 10$ nF.

Dacă durata de conducție a tranzistorului o considerăm 40% din perioadă, la frecvența de 20 kHz, se obține pentru timpul de conducție t_1 valoarea

$$t_1 = \frac{0,40 \cdot 10^{-3}}{20} = 20\ \mu s.$$

Din relația (3.25) avem:

$$R = \frac{t_1}{3C} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 666\ \Omega.$$

Alegem $R = 680\ \Omega$.

Curentul de descărcare al condensatorului este

$$I_{desc} = \frac{U_{CE}}{R} = \frac{310}{680} = 0,45\ A.$$

Întrucît această valoare depășește cu mai mult de 25% valoarea curentului de colector dată în enunț, rezistența R trebuie recalculată, adică

$$R = \frac{U_{CE}}{0,25 \cdot I_c} = \frac{310}{0,25 \cdot 1} = 1240\ \Omega.$$

Se ia $R = 1,5\ k\Omega$.

Puterea disipată pe rezistor este:

$$P = \frac{1}{2} U_{CE}^2 \cdot C \cdot f = \frac{1}{2} \cdot 310^2 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 = 9,6\ W.$$

A.3.3. Să se calculeze temperatura joncțiunii unui tranzistor de putere de tipul BUX80 cînd acesta este solicitat de o succesiune de 3 impulsuri de putere cu amplitudinea de 100 W, cu durata de 100 μs și factorul de umplere $\alpha = 0,1$. Temperatura mediului ambiant o considerăm de 25°C.

Rezolvare. Dacă $\alpha = 0,1$ și durata impulsului este $t_1 = 100\ \mu s$, perioada de repetiție este $\tau = 1$ ms. În conformitate cu diagrama din figura 3.23 găsim durata proceselor de încălzire și răcire a tranzistorului.

Temperatura maximă care poate fi atinsă în joncțiune după 3 impulsuri se exprimă prin relația:

$$\Delta T_j = T_{i1} - T_{r1} + T_{i2} - T_{r2} + T_{i3},$$

unde

$$T_{i1} = P \cdot Z_{t(t=2,1\ ms)}$$
$$T_{i2} = P \cdot Z_{t(t=1,1\ ms)}$$
$$T_{i3} = P \cdot Z_{t(t=0,1\ ms)},$$

iar

$$T_{r1} = P \cdot Z_{t(t=2\ ms)}$$
$$T_{r2} = P \cdot Z_{t(t=1\ ms)}.$$

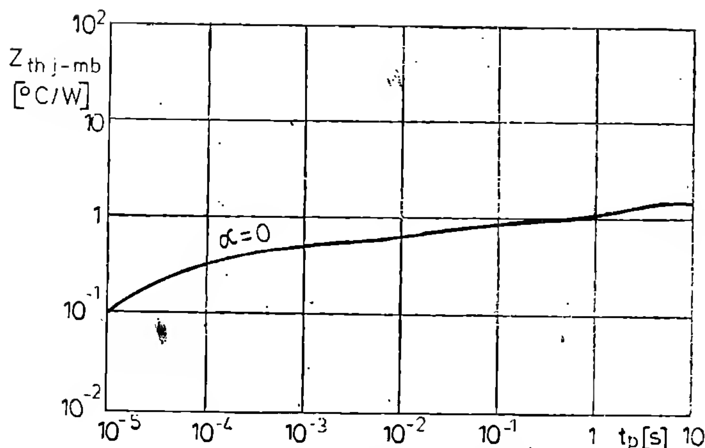


Fig. A.3.3. Dependența $Z_t = f(t_p)$.

Valorile impedanțelor termice, corespunzătoare duratelor specificate mai sus se obțin din diagrama din figura A.3.3.

Înlocuind în relația de mai sus, se obține:

$$\Delta T_j = 100(0,42 - 0,4 + 0,38 - 0,36 + 0,25) = 29°C.$$

A.3.4. Să se dimensioneze transformatorul de impuls pentru comanda unui tranzistor de putere dintr-o sursă în comutație (fig. A.3.4). Generarea impulsurilor de comandă se realizează cu circuitul modulator în durată B260D [26].

Se cunosc: $f = 20$ kHz; $U_{14} = 4$ V; $U_{GS} = 4$ V.

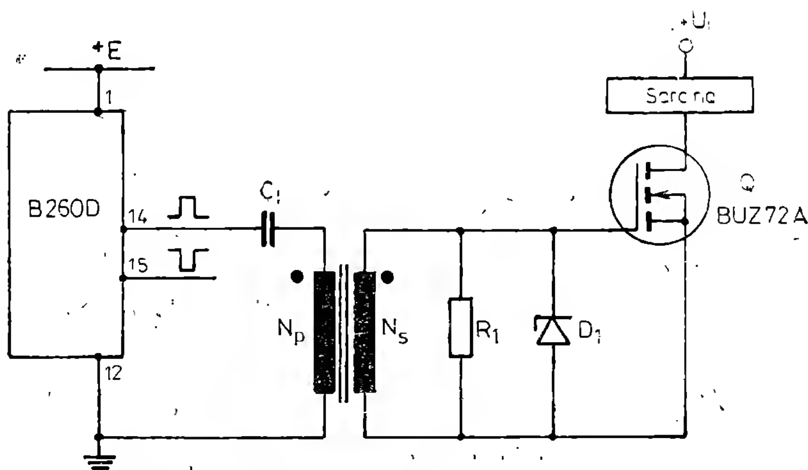


Fig. A.3.4. Comanda tranzistorului MOSFET prin transformator de impuls.

Rezolvare. Pentru a împiedica magnetizarea miezului, în curent continu, de o eventuală componentă continuă a curentului de ieșire a circuitului B260 D este nevoie de condensatorul de cuplaj C_1. Dioda D_1 protejează circuitul de intrare al tranzistorului și se alege în concordanță cu tensiunea maximă U_{GS} admisă.

Proiectarea transformatorului de impuls are în vedere alegerea unui curent de magnetizare I_m cît mai mic. Curentul de magnetizare poate fi diminuat prin creșterea numărului de spire al înfășurării primare, dar aceasta atrage scăderea vitezei de răspuns a transformatorului.

Alegem $I_m = 40$ mA

$$L = \frac{U_{14} \cdot \tau}{2 \cdot I_m} = \frac{U_{14}}{2 \cdot f \cdot I_m} = \frac{4}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^{-3}} = 2{,}5 \text{ mH}.$$

Transformatorul îl realizăm pe un miez de ferită de tip oală [24], cu caracteristicile

tip	l_e	A_e	A_L	Material
	cm	(cm²)	(nH/sp²)	
Ø14×8	2	0,25	40	MZ—5

Numărul de spire în primar se exprimă astfel

$$N_p = \left(\frac{L \cdot 10^{-3}}{A_L}\right)^{1/2} = 8 \text{ sp.}$$

Pentru a avea în secundar o tensiune cu amplitudinea de 4 V, trebuie ca $N_s = 8$ sp.

Energia înmagazinată în miez este:

$$E = \frac{1}{2} L I_m^2 = 2 \cdot 10^{-6} \text{ J},$$

care este considerabil mai mică decît valoarea la care se saturează acest miez [13]:

$$E_s = \frac{B^2 \cdot A_e \cdot l_e \cdot 10^{-8}}{2\mu} = \frac{2000^2 \cdot 0{,}25 \cdot 2 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 1500} = 6{,}6 \cdot 10^{-6} \text{ J}.$$

Condensatorul C_1 se dimensionează în așa fel încît pe el să rămînă o tensiune de maxim 10% din amplitudinea fiecărui impuls dat de circuitul B 260D:

$$C_1 = \frac{I_m}{0{,}1 \cdot f \cdot U_{14}} = \frac{40 \cdot 10^{-3}}{0{,}1 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 4} = 5 \ \mu\text{F}.$$

BIBLIOGRAFIE

1. Perkinson, J., Brand, J., *A new proporţional base drive technique optimises turn off performance*, In Proceedings of Powercon, 10, B1, p. 1—11, 1980.
2. Smith, M. W., Korn, S. P., *The dynamics of power MOS design*, In Proc. of Powercon, 10, C_3, p. 1—13.
3. Mangest, Ph., Perier, L., *New design consideration for increasing switching frequencies in transistored high voltage*, In Second Int. Conf. on power electronics and variable speed drives, 1986, p. 29—33.
4. Eadie, I. S., *Power MOS as a switch made power supply component*, In Second Int. Conf. on power electronics and variable speed drives, 1986, p. 29—33.
5. Frederiksen, F., Severinsky, A., *An optimum tranzistor switch design for bridge inverters*, In Proc. of Powercon, 10, 1983, D1, p. 1—7.
6. Hnatek, E. R., *Design of solid state power supplies*, 2rd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, 1981.
7. Pelly, B. R., *Using High voltage power MOSFETs in off-line converter applications*, In Powercon, 7, Proceeding, 1979.
8. Oxner, E., *What are MOSPOWER FETs?* Siliconic design catalog, 1982.
9. * * * *Linear and interface circuit applications*, Texas Instr. Catalog, 1986.
10. Chryssis, G., *High-frequency switching power supplies*, Mc Graw Hill Book Co., 1984.
11. Ciugudean, M., *Proiectarea unor circuite electronice*, Ed. Facla, Timişoara, 1983.
12. Ciugudean, M. ş.a., *Circuite integrate liniare — aplicaţii*, Ed. Facla, Timişoara, 1986.
13. * * * *Applications Handbook 1987—1988*, Unitrode Corp.
14. * * * *Switched-made power supply. Third edition*, MBLE, 1982.
15. Severns, R., *A new Improved and simplified proportional base drive circuit*, Proc. of Powercon, 6, 1979, p. B2 (1—12).
16. Gregorich, I., Hanse, W., *Designing switched-mode converters with a new proportional drive technique*, Proc. of. Powercon, 5, 1978, p. E2 (1—8).
17. Străinescu, I., Condruc, M., *Tiristorul. Caracteristici, comandă, protecţie, utilizări*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1988.
18. * * * *VMOS Power FETs — Design Catalogs*, Siliconix, Jan. 1979.
19. Dalmasso, J. L., *Electronique de puissance*, Colection DIA, 1986.
20. * * * *Le tranzistor de puissance dans la conversion d'énergie*, Thomson-CSF, 1983.
21. Girard, M., *Electronique industrielle*, Mc Graw Hill, 1987.
22. Séguier, G., *L'electronique de puissance*, Dunod, Paris, 1985.
23. Drăgulescu, N., *Agenda electronistului*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1983.
24. * * * *Ferite şi utilaje specifice fabricării lor*, Catalog, I. F. Urziceni.
25. * * * *Ferrix cube for power, audio/video and accelerators*, Philips, 1986, Data handbook.
26. Krüger, H., *Integriete Schaltnetzteilansteu erschaltung B260 D und ihre Einsatzmoglichkeiten*, In Radio fernsehen elektronik, 31, 1982, p. 71—79.

TRANSFORMATORUL DE PUTERE LA ÎNALTĂ FRECVENȚĂ

4.1. INTRODUCERE

Performanțele unei surse în comutație sînt puternic influențate de comportarea transformatorului care intră în componența sursei. Cu toate progresele obținute în miniaturizarea, sau chiar microminiaturizarea inductivităților, transformatorul unei surse în comutație rămîne partea cea mai voluminoasă și cu masa cea mai mare. Pentru a obține o sursă cu dimensiuni cît mai mici, trebuie ales un regim de lucru cu o frecvență de comutație cît mai mare, fapt ce atrage după sine și utilizarea unor componente feromagnetice de dimensiuni reduse. Această observație pune în evidență cerința ca proiectarea și construirea transformatoarelor și a bobinelor de filtraj să se facă cît mai corect.

Orice material magnetic este caracterizat prin caracteristica $B = f(H)$, în care ca elemente caracteristice deosebim :

B_{max} — inducția magnetic maximă ;

H_{max} — intensitatea maximă a cîmpului magnetic ;

B_r — inducția remanentă, corespunzătoare intensității H de valoare nulă ;

H_c — intensitatea cîmpului coercitiv corespunzătoare inducției magnetice nule.

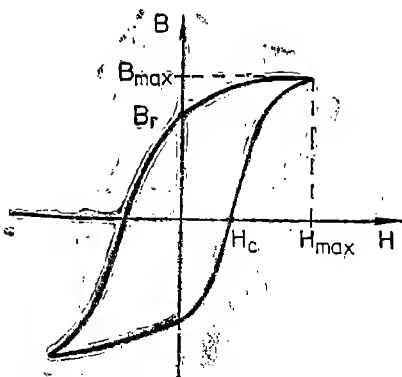


Fig. 4.1. Curba $B = f(H)$ a unui miez feromagnetic.

Din caracteristica de magnetizare rezultă că inducția B_{max} este atinsă

la o anumită intensitate de cîmp magnetic, valoare care nu poate fi depășită oricît ar crește intensitatea curentului prin inductivitate. Această valoare a inducției magnetice corespunde stării de saturație a circuitului magnetic (B_{sat}).

Dacă în miezul feromagnetic se practică un întrefier, lungimea liniilor de cîmp magnetic va fi influențată de mărimea acestui întrefier. Lungimea efectivă, l_e, a liniei de cîmp magnetic se exprimă prin relația

$$l_e = l_f + \mu l_i , \tag{4.1}$$

unde :

l_f este lungimea liniei de cîmp în miezul feromagnetic;
μ — permeabilitatea magnetică a materialului;
l_i — lungimea liniei de cîmp în întrefier.

Inducția magnetică a unei bobine cu un număr de spire N, parcursă de curentul I se poate exprima, în aceste condiții, astfel:

$$B = \frac{\mu NI}{l_f + \mu l_i} . \tag{4.2}$$

Această relație pune în evidență faptul că pentru un anumit număr de amperi spire (NI), densitatea de flux magnetic dintr-un miez cu întrefier este mai mică decît la un miez fără întrefier. Sau cu alte cuvinte, B_{sat} la un miez cu întrefier este mai mică decît la un miez fără întrefier. Prin realizarea unui întrefier, curba de magnetizare își modifică forma, iar după cum rezultă din figura 4.2 se reduce posibilitatea saturării miezului pentru valori mari ale intensității de cîmp magnetic H.

Majoritatea miezurilor magnetice au date în catalog curba de magnetizare de forma celei prezentate în figura 4.3. Ea pune în evidență faptul că într-o regiune pînă la o anumită valoare a inducției, B_{max}, între B și H există o dependență liniară, ceea ce corespunde unei permeabilități magnetice constante. De asemenea, dacă se utilizează miezul la curenți mici,

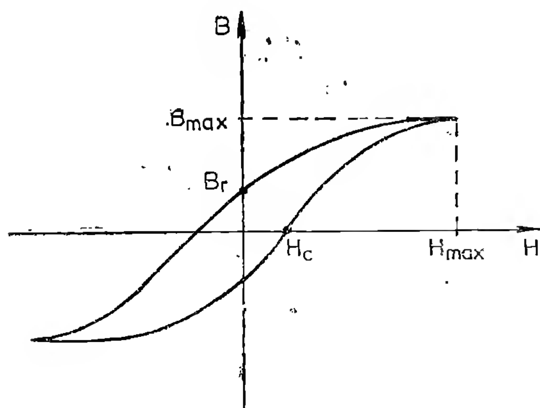


Fig. 4.2. Curba de histereză a unui miez cu întrefier.

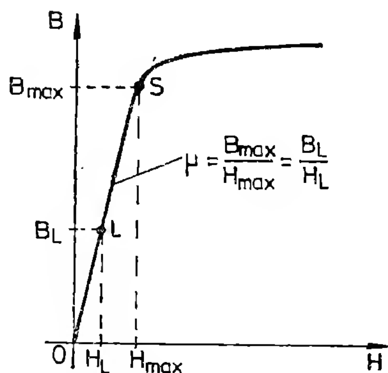


Fig. 4.3. Curba de magnetizare a unui miez feromagnetic.

pe prima porțiune a curbei de magnetizare ($O \rightarrow L$), pierderile în miez sînt neglijabile. Dacă punctul de funcționare depășește cotul caracteristicii se ajunge în zona de neliniaritate, situație în care în multe aplicații comportarea circuitului magnetic este nesatisfăcătoare.

În cele ce urmează se vor prezenta noțiunile de bază pentru proiectarea componentelor feromagnetice ce intră în componența unei surse, cum sînt transformatoarele și bobinele de filtraj.

4.2. CONSIDERAȚII CU PRIVIRE LA MATERIALELE FEROMAGNETICE UTILIZATE ÎN CONSTRUCȚIA SURSELOR ÎN COMUTAȚIE

Clasificarea materialelor magnetice se face, în general, după forma ciclului de histereză magnetică. Cele două grupe de materiale sînt:

1. materiale magnetice *moi*, cele la care intensitatea cîmpului magnetic coercitiv este mică, inducția la saturație și permeabilitatea magnetică mari.

2. materiale magnetice *dure*, cele la care intensitatea cîmpului magnetic coercitiv este mai mare.

La rîndul lor, materialele magnetice moi, deci cu ciclu de histereză magnetică foarte îngust, cu suprafață mică, se subîmpart în trei categorii:

1.a. cele cu raport $B_r/B_m < 0,5$, la care ciclul de histereză este foarte înclinat către orizontală, cu partea reală a permeabilității magnetice relative complexe de valoare foarte mică (fig. 4.4, *a*) și puțin dependentă de valoarea intensității cîmpului magnetic.

1.b. materiale magnetice cu raport B_r/B_m cuprins între 0,5 și 0,8 la care partea reală a permeabilității magnetice relative complexe este mai mare și cu variație mai pronunțată în raport cu valoarea intensității cîmpului magnetic (fig. 4.4, *b*).

1.c. materiale magnetice cu $B_r/B_m > 0,8$ (fig. 4.4, *c*) sînt denumite cu ciclu de histerezis dreptunghiular (rectangular).

Materialele magnetice dure, cu ciclul de histerezis mai lat, de suprafață mare, se subdivid în două grupe:

2.a. Materiale magnetice dure avînd $B_r/B_m < 0,4$, care se folosesc în principal pentru înregistrarea magnetică a informației.

2.b. Materiale magnetice dure avînd $B_r/B_m > 0,4$ (fig. 4.4, *e, f*) și intensități ale cîmpului magnetic coercitiv de valori mari. Aceste materiale magnetice se folosesc pentru construcția magneților permanenți și sînt cu atît mai bune cu cît valoarea raportului B_r/B_m este mai apropiată de unitate, deci cu cît ciclul de histereză magnetică se apropie mai mult de forma rectangulară.

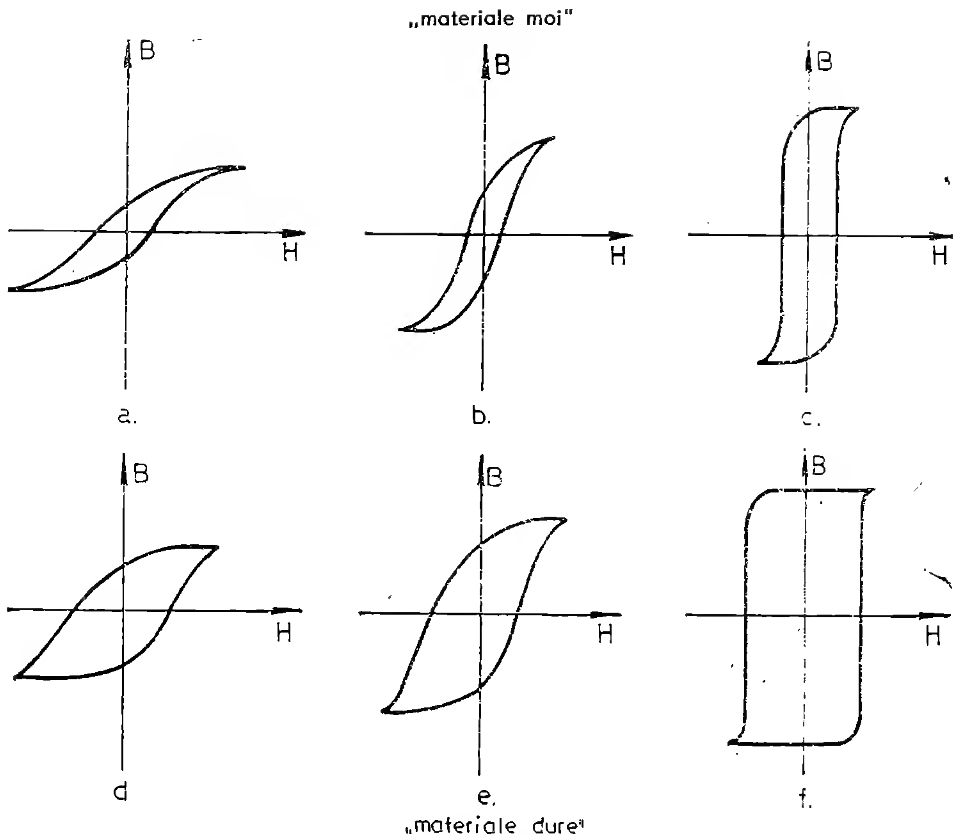


Fig. 4.4. Forme caracteristice ale miezurilor de histereză.

4.2.1. MATERIALE FEROMAGNETICE MOI CU CICLU DE HISTEREZĂ MAGNETIC NORMAL

Materialele utilizate în construcția miezurilor magnetice sînt materiale magnetice moi, cu rezistivitatea electrică mai ridicată pentru diminuarea pierderilor prin curenți turbionari. Principalele categorii de materiale utilizate sînt aliajele fierului, miezuri de ferită, miezuri magnetodielectrice.

Aliajele fier-siliciu laminate la cald au de regulă grosimi de 0,35 și 0,5 mm. Siliciul are rolul de a mări rezistivitatea aliajului, de scădre a cîmpului coercitiv și de diminuare a fenomenului de îmbătrînire a materialului. Procentul de siliciu nu poate depăși valoarea de 4,5% datorită faptului că tabla devine friabilă, nemaiputîndu-se prelucra prin ștanțare. Tolele se izolează pe una sau pe ambele fețe, în vederea reducerii pierderilor prin curenți turbionari. Izolarea se poate realiza cu oxizii ce se află pe ambele fețe ale tolei. În acest caz izolația este satisfăcătoare pentru miezuri magne-

tice mici, care funcționează la valori mici ale inducției. La inducții mai mari aflate în zona cotului curbei de magnetizare, izolarea se realizează cu hîrtie pentru tole (grosime de 0,03 mm) lipită pe una sau pe ambele fețe ale tolei cu ulei de amidon, lacuri pe bază de celuloză sau lacuri pe bază de rășini sintetice. O altă soluție de izolare este fosfatarea tolelor, în acest caz obținîndu-se o peliculă izolantă de mare rezistivitate și de grosime mică, fapt ce determină și mărirea coeficientului de umplere a miezului. De asemenea, izolarea se poate realiza prin lacuri pe bază de rășini epoxidice, caz în care se obțin miezuri compacte ce nu necesită piese de strîngere.

Aliajele fier-siliciu laminate la rece nu depășesc 3,3% Si. Datorită laminării la rece apare o anizotropie indusă, care determină proprietăți magnetice superioare în direcția laminării, inducția de saturație depășind 2T. Anizotropia este influențată negativ prin prelucrări mecanice și prin îndoirea tablei, motiv pentru care, după prelucrarea tolelor, ele trebuie supuse unui tratament termic de recoacere care să le stabilească caracteristicile magnetice inițiale. Izolația tolelor se realizează cu oxizi ceramici (carlit), prin fosfatare sau cu lacuri pe bază de rășini sintetice. Tolele se laminează la grosimi de 0,03...0,05 mm, tolele de grosimi mai mici putîndu-se utiliza pentru miezurile bobinelor care lucrează pînă în domeniul kHz-ilor.

Aliajele fier-siliciu-aluminiu (alsifer) conțin pînă la 14% Si și 12% Al, cu cîmp coercitiv mic, valori mari ale inducției de saturație, rezistivitate mare. Aliajele cu conținut mai redus de siliciu și aluminiu (2...3%) se pot lamina la rece, putîndu-se utiliza sub formă de tole. Cu creșterea procentului de siliciu, materialul nu se mai poate lamina; se poate însă turna pînă la grosimi de 2 mm (utilizare la ecrane magnetice) sau se poate obține sub forma de pulberi, care se sinterizează sau se utilizează în compoziția magnetodielectricilor.

Aliajele fier-nichel (tip permalloy) au proprietăți puternic dependente de proporția substanțelor în compoziție, cît și de tratamentul termic la care este supus materialul. În general, ele au o permeabilitate magnetică foarte mare ($\mu_r > 100\,000$), pierderi magnetice specifice mici și cîmp coercitiv mic. Un procent de 40—50% Ni determină inducții maxime de pînă la 1,5 T, materialele folosindu-se la miezuri de transformatoare din sistemul de redresare la frecvența industrială sau la bobine de șoc. Cu creșterea procentului de nichel, inducția maximă scade, însă crește foarte mult permeabilitatea (permeabilitatea maximă obținîndu-se pentru 78,5% Ni). Aliajele Fe-Ni se pot lamina pînă la grosimi de ordinul micrometrilor, fapt ce le face apte să funcționeze la înaltă frecvență.

Adausuri de molibden și crom (pînă la 5%) și siliciu (pînă la 3%) duc la creșterea rezistivității volumetrice și la creșterea permeabilității magnetice. Caracteristicile unor aliaje Fe-Ni cu astfel de adausuri (Supermalloy, Mumetal, Mo-permalloy, Dynamax) sînt prezentate în [13]. Ele se utilizează pentru miezuri de transformatoare cu proprietăți deosebite, transformatoare de impulsuri etc.

Aliajele Fe-Ni cu 40—50% Ni sau cu un adaus de 8—10% Cu sînt supuse unor laminări succesive combinate cu un tratament termic primesc o anizotropie indusă în direcția laminării, care le determină o curbă de

magnetizare relativ puțin înclinată și o permeabilitate magnetică relativ constantă cu variația cîmpului. Aceste materiale, denumite tehnic *izoperm*, se întrebuințează la miezuri pentru bobine de inductivitate constantă pînă la cîmpuri de 100...200 A/m.

Aliajele fier-cobalt prezintă inducția mare la saturație, ajungînd pînă la 2,5 T. Aliajul cu 30—50% Co (Permadur) este dur și casant, neputîndu-se prelucra. Prin adaos de 2% V (Vanadiu-Permandur) aliajul devine laminabil cu păstrarea acelorași proprietăți magnetice, putînd fi utilizat la domeniul frecvențelor de ordinul kilohertzilor.

Aliajele fier-cobalt-nichel (numite perminvar) au, în urma unor tratamente termice, valori constante ale permeabilității magnetice cu cîmpul, pînă la intensități de cîteva mii de A/m, fiind superioare izopremului atît din punct de vedere al valorii permeabilității, cît și din punct de vedere al păstrării constante în limite largi de variație a cîmpului. Prezintă însă dezavantajul unei nestabilități magnetice, după aplicarea unui cîmp puternic, materialul trebuie retratat termic. Se utilizează în special la miezuri cu distorsiuni neliniare neglijabile.

Feritele moi se utilizează în domeniul frecvențelor înalte și își găsesc cea mai largă răspîndire la realizarea suportului feromagnetic în sursele de comutație. Cele mai reprezentative tipuri sînt:

Feritele mangan-zinc (denumiri industriale: Oxifer, Ferroxcube, Siferrit, Formalite, CIA, CIB, CIC) au, în raport cu compoziția lor și în raport cu temperatura de sinterizare, $B_s = 0{,}25 \ldots 0{,}5$T, $H_c = 8 \ldots 24$ A/m, tg $\delta = 10^{-3} \ldots 10^{-1}$, permeabilitatea relativă inițială pînă la 6000. Ele au o rezistivitate de 0,3...1 Ωm și $T = 120 \ldots 180$°C (relativ mare comparativ cu alte tipuri de ferite). Se utilizează la confecționarea miezurilor transformatoarelor de impulsuri, a filtrelor care pot lucra pînă la sute de kilohertzi.

Feritele nichel-zinc (denumiri industriale: Niferit, Ferroxcube B, Formalite) au proprietăți dependente de compoziția și tratamentul termic de sintetizare. Feritele cu un conținut mare de zinc au permeabilitatea relativă maximă ridicată (aproape 15000), dar cîmp coercitiv redus (64 ... 160 A/m), inducție de saturație mică (sub 0,4 T) și temperatură Curie scăzută (60 ... 80°C). O dată cu scăderea procentului de zinc, $\mu_{r\,max}$ scade foarte mult, dar crește T_c. Datorită rezistivității mari și a frecvenței de rezonanță magnetică ridicată, feritele Ni—Zn cu conținut redus de Zn se întrebuințează la fabricarea miezului magnetic ce funcționează pînă în domeniul zecilor de megahertzi. Feritele cu conținut ridicat de Zn au ciclul de histerezis dreptunghiular (CHD).

Feritele Ni—Zn cu adaos de cobalt au un ciclu de histerezis tipic materialelor perminvar, o temperatură Curie mai ridicată, se utilizează la miezuri cu comportare liniară pînă în domeniul MHz.

Feritele de litiu și litiu-zinc au permeabilitate relativă inițială scăzută în jur de 100, dar au pierderi mici pînă în domeniul sutelor de megahertzi. Se utilizează la fabricarea miezurilor bobinelor cu factor de calitate bun care funcționează la zeci de MHz.

Feritele magneziu-zinc și mangan-magneziu au rezistivități foarte mari ($10^8 \ldots 10^9$) Ωcm, frecvența de rezonanță magnetică în domeniul gigaher-

tzilor, dar au permeabilitatea și inducția de saturație scăzute. Se folosește în special ferită Mn—Mg în domeniul frecvențelor foarte înalte.

Feritele cu structură hexagonală sînt ferite pe bază de Ba, cu structura hexagonală, cu caracter magnetic moale și sînt cunoscute sub denumirea comună de ferite tip feroxplană. Toate feritele feroxplana au rezistivitatea mare (pînă la 10^{10} Ωcm), frecvența de rezonanță magnetică ridicată, dar au permeabilitate relativă scăzută. Sinterizarea în cîmp magnetic constant induce o anizotropie magnetică care le îmbunătățește proprietățile magnetice în direcția preferențială.

Materialele magnetodielectrice sînt materiale magnetice constituite din granule de material feromgnetic sau ferimagnetic (de regulă: fier carbonil, alsifer, permalloy, sau magnetită) înglobate într-un liant dielectric (rășini sintetice, sticlă lichidă, cauciuc etc). Datorită dimensiunilor foarte mici ale granulelor, scad pierderile prin curenți turbionari, fapt ce permite utilizarea materialului la frecvențe mai ridicate. Înglobarea în liant duce la scăderea proprietăților magnetice, acestea depinzînd de tipul și de procentul volumetric al dielectricului în compoziția materialului. Miezurile magnetice, precum și alte piese din material magnetodielectric se obțin prin presare sau extrudare, urmînd un tratament termic pentru înlăturarea tensiunilor interne.

4.3. PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE ALE BOBINELOR

Alegerea formei și geometriei bobinelor sînt dictate de particularitățile electrice și electromecanice ale inductivității pe care trebuie să le realizeze. Pentru bobine nu există o producție de serie stabilizată, în general ele fiind produse de utilizator în funcție de necesități. Principalele caracteristici ale bobinei sînt:

— valoarea inductanței (L);

— factorul de calitate, Q_L (sau tangenta unghiului de pierderi tg δ_L), care reprezintă raportul dintre puterea reactivă și puterea activă disipată în bobină ($Q_L = 1/\text{tg}\,\delta_L = P_r/P_a$);

— capacitatea parazită a bobinei, care reprezintă capacitatea echivalentă a tuturor capacităților distribuite ce apar la bornele sale;

— puterea, tensiunea și curentul maxim admis pentru a nu produce transformări ireversibile în bobina.

Bobinele se pot realiza *fără miez magnetic* (în general pentru inductivități mici) și pe miezuri magnetice de diferite forme (bară, tor, oală, alte forme închise $U + I$, $E + I$, $E + E$, $U + U$). Constructiv, ele se pot realiza sub formă de bobine fixe (cu inductanță constantă pe timpul funcționării), variabile (prin poziționarea unui miez magnetic) sau bobine cuplate magnetic (fix sau variabil). Realizarea unei bobine se face prin înfășurarea unui fir de material conductor pe carcase de diferite secțiuni (pătrate,

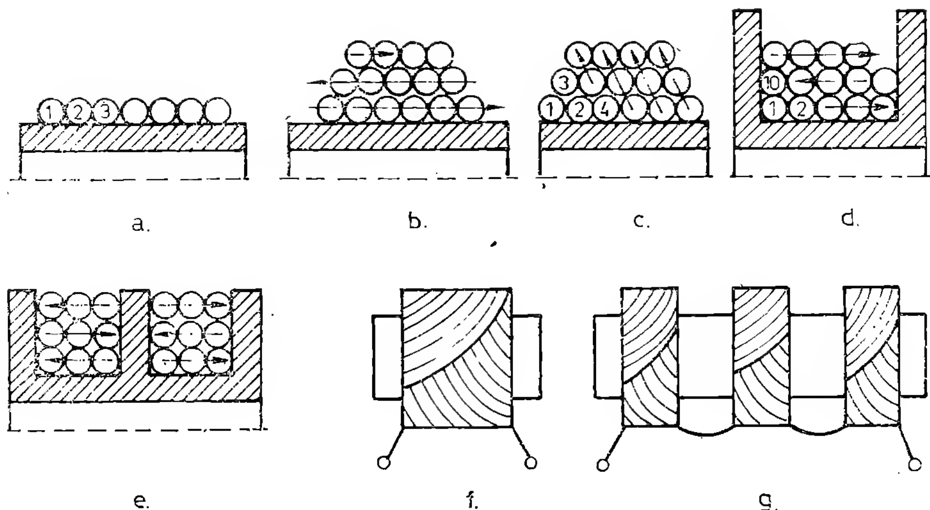
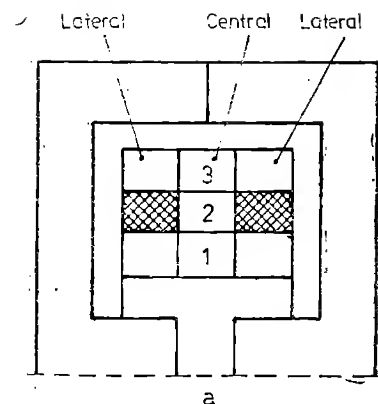


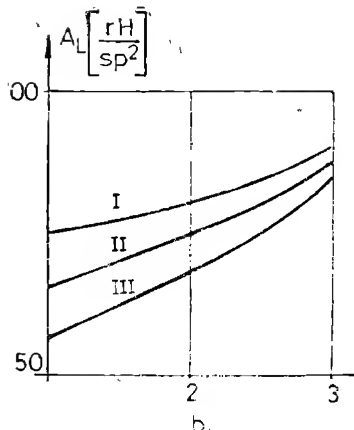
Fig. 4.5. Tipuri de bobinaje: a) într-un strat; b) cilindric fără flanșe; c) piramidal; d) cilindric, pe carcase cu flanșe; e) bobinaj secționat; f) în fagure; g) fagure în gäleți.

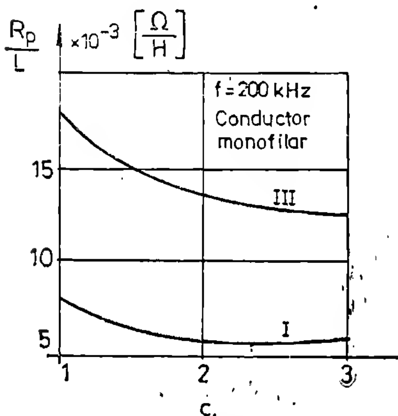
dreptunghiuri, circulare) prevăzute sau nu cu flanșe. Materialul necesar carcasei trebuie să îndeplinească anumite condiții mecanice (rezistență, stabilitate termică, rezistență la umiditate, stabil în timp) și electrice (permitivitate mică, ridigitate electrică mare). Cele mai utilizate materiale sînt: cartonul electroizolant, pertinaxul, textolitul, polistirenul, polietilenă, ceramică pentru instalații.

Tipuri de bobinaje. Bobinajele trebuie să asigure o capacitate parazită mică, să elimine pericolul străpungerii între spire, să aibă o tehnologie simplă și ieftină. În figura 4.5 se prezintă principalele tipuri de bobinaje. Acestea sînt: bobinaje într-un singur strat și bobinaje cu mai multe straturi. Bobinajul într-un singur strat asigură o capacitate parazită mică, flux magnetic de dispersie mic, tehnologie simplă și poate fi realizat în unele cazuri cu conductor neizolat. Nu poate fi folosit pentru obținerea unor inductanțe de valori mari. În cazul bobinajelor multistrat se pot obține inductivități mari (la volum mic), dar o dată cu creșterea numărului de straturi cresc capacitățile parazite și apare pericolul străpungerii între spire cu diferența mare de potențial. Evitarea pericolului străpungerii se poate îndeplinii dacă se utilizează bobinajul piramidal, secționat, secționat fagure sau fagure în galeți.

Bobinajul în fagure asigură o micșorare a capacității parazite (conductoare alăturate, cu diferențe mari de tensiune nu sînt paralele) și o rigiditate mecanică bună. Pentru bobinaje pe miezuri magnetice cu întrefier trebuie luate măsuri de poziționare a bobinajului în vederea micșorării influenței cîmpului magnetic de dispersie din întrefier. cînd întrefierul este mare (mai mare decît 0,1 din diametrul miezului). În cazul unei bobine realizată cu o oală de ferită cu întrefier mare, factorul de inductanță A_L (raportul dintre inductanță și pătratul numărului de spire) depinde de poziția bobinajului







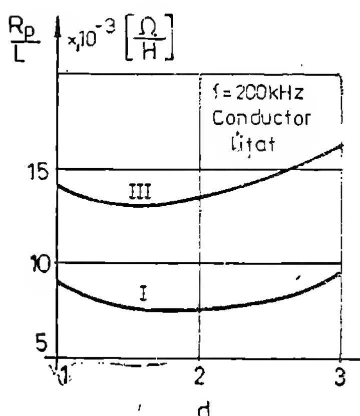


Fig. 4.6. Variația factorului de inductanță și a pierderilor în funcție de poziționarea bobinei în fereastra unui miez de tip-oală, cu întrefier mare: a) poziționarea bobinajului; b) factorul de inductanță; c), d) rezistența de pierderi raportată la inductanța pentru un conductor monofilar (c) și conductor lițat (d); I — bobinaj lateral; II — bobinaj în toată fereastră III — bobinaj central.

în fereastra miezului magnetic (fig. 4.6, *a*), poziția laterală oferind o valoare cu variabilele cele mai mici.

De asemenea, utilizarea unui conductor monofilar sau multifilar („lițat") conduce la un raport rezistență de pierderi — inductanță favorabil conductorului lițat (fig. 4.6, *c*, *d*). Bobinajele utilizate în filtraje de curent continuu, unde componenta continuă este variabilă, sînt prevăzute cu un întrefier în „scară" pentru a realiza o permeabilitate neliniară, secțiunile saturîndu-se gradat (fig. 4.7).

Creșterea valorii limită a curentului continuu prin bobină cu miez se poate face prin realizarea unui întrefier în miezul magnetic sau utilizîndu-se miezuri magnetice prepolarizate cu mici magneți (fig. 4.8). În figura 4.8, *b*, punctul *O* reprezintă centrul axelor pentru miezul normal, iar *O'* centrul axelor pentru miezul polarizat.

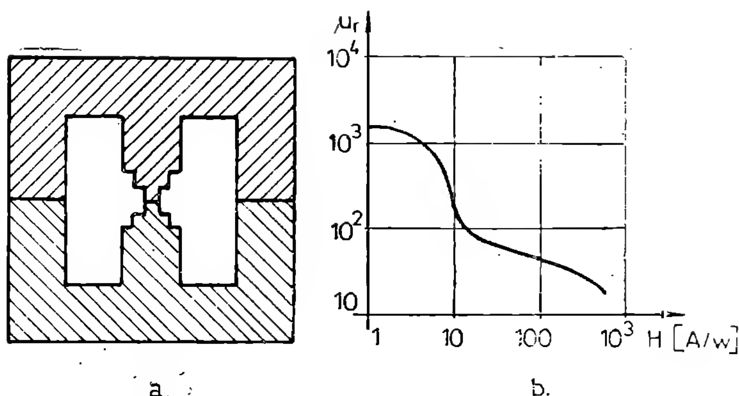


Fig. 4.7. Miez magnetic cu secțiune în scară pentru bobine în filtraj: a) forma miezului; b) dependența $\mu_r = f(H)$.

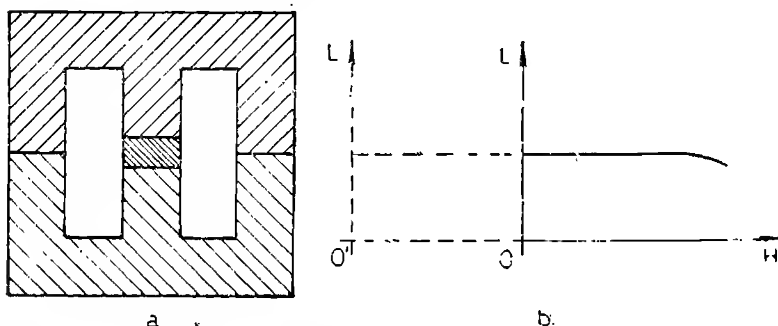


Fig. 4.8. Miez magnetic prepolarizat: a) forma miezului; b) dependența inductanței de intensitatea cîmpului magnetic.

Conductorul de bobinaj în majoritatea cazurilor este constituit din fir de cupru cu $\rho = 1{,}7 \cdot 10^{-8}$ Ωm, monofilar sau multifilar pentru înaltă frecvență. La unele tipuri de bobinaje se utilizează și conductoare de Al ($\rho = 2{,}74 \cdot 10^{-8}$ Ωm). Conductoarele sînt izolate cu pelicule elastice din punct de vedere mecanic și permitivitate mică, în mod frecvent fiind folosite emailurile (lacuri pe bază de rășini poliuretanice, epoxidice, polivinil acetat), fibre textile (bumbac, mătase), fibre anorganice (fibre de sticlă) sau combinații ale celor menționate mai sus.

Diminuarea efectului cîmpurilor electromagnetice exterioare se face prin ecranarea cu materiale feromagnetice pentru cîmpuri perturbatoare de joasă frecvență și materiale bune conductoare de electricitate pentru frecvențe înalte. În figura 4.9 s-a figurat un ecran magnetic sferic cu raza interioară R_i și raza exterioară R_e, situat în cîmpul magnetic H_e. Cîmpul magnetic din interior se poate exprima cu relația [13]:

$$\frac{H_e}{H_i} = 1 + \frac{2}{9}\left(1 - \frac{R_i^3}{R_e^3}\right)\left(\frac{1}{\mu'} + \mu' - 2\right) \cong \frac{2}{9}\left(1 - \frac{R_i^3}{R_e^3}\right)\mu'.$$

Se observă că pentru creșterea gradului de ecranare (H_i/H_e), trebuie ca ecranul să prezinte raportul razelor R_i/R_e cît mai mic, iar permeabilitatea magnetică a ecranului să fie cît mai mare. De exemplu, pentru $R_i/R_e = 0{,}9$ și $\mu' = 600$ rezultă $H_i/H_e = 0{,}032$.

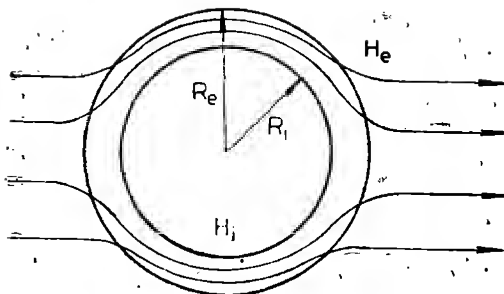


Fig. 4.9. Ecran electromagnetic.

Împotriva tensiunilor parazite prin cuplaje capacitive se utilizează ecrane electrostatice (materiale bune conductoare de electricitate Cu, Al) legate la punctul de masă. Ecranul trebuie să nu formeze o spiră în scurtcircuit dacă cîmpul magnetic al bobinei străbate ecranul.

4.4. PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI PENTRU O SURSĂ ÎN COMUTAȚIE ÎN MONTAJ SEMIPUNTE

În configurația tipică, transformatorul prezintă elementele reprezentate în figura 4.10.

Ecuația de bază pentru calculul unui transformator se obține din legea inducției electromagnetice

$$u = -\frac{d\Phi}{dt}, \tag{4.3}$$

unde:

u este tensiunea indusă într-o spiră conductoare;

Φ — fluxul magnetic.

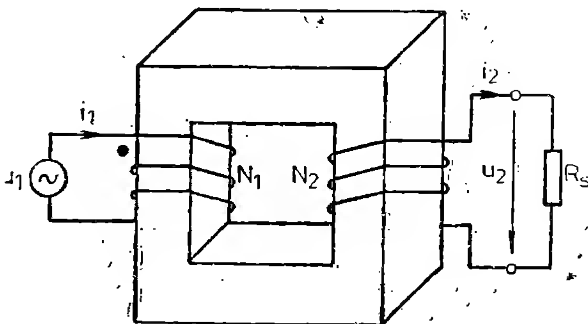


Fig. 4.10. Reprezentarea schematică a unui transformator.

Un transformator lucrează în condiții de eficiență maximă dacă raportul dintre numărul de spire din primar, N_1, și numărul de spire din secundar, N_2, este egal cu raportul tensiunilor din cele două înfășurări, adică

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2}. \tag{4.4}$$

Exprimînd tensiunea în volți, inducția magnetică în gauss și secțiunea miezului în cm², tensiunea indusă în înfășurare se poate scrie astfel:

$$u = N \cdot S_m\left(\frac{dB}{dt}\right) \cdot 10^{-8}. \tag{4.5}$$

Această relație permite calcularea inducției magnetice maxime ce poate să apară în miez pentru a fi siguri că transformatorul lucrează în zona liniară a curbei de magnetizare. Astfel:

$$B_{max} = \frac{U_1 \cdot 10^8}{K \cdot f \cdot N_1 \cdot S_m}, \tag{4.6}$$

unde:

U_1 este tensiunea din primar, [V];
f — frecvența, [Hz];
N_1 — numărul de spire din primar;
S_m — secțiunea miezului, [cm²];
K — factorul de formă, 4,44 pentru tensiune sinusoidală și 4,00 pentru tensiune rectangulară.

Întrucît în cadrul surselor în comutație avem tensiuni dreptunghiulare, vom utiliza în toate cazurile $K = 4$.

În mod uzual, la proiectarea transformatorului pentru inducția maximă se alege o valoare care să corespundă zonei liniare a caracteristicii $B = f(H)$. Pentru a evita saturarea miezului în condițiile cele mai dezavantajoase pentru transformator, se alege $B_{max} = B_{sat}/2$.

Din relația (4.6) obținem:

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot 10^8}{4f \cdot B_{max} \cdot S_m}. \tag{4.7}$$

La alegerea corectă a miezului feromagnetic se au în vedere două aspecte. Un aspect este legat de capacitatea miezului de a transfera puterea necesară circuitului de sarcină, iar al doilea aspect are în vedere secțiunea înfășurărilor, care trebuie să fie suficient de mare pentru ca pierderile de putere să fie minime.

Puterea debitată de transformator se exprimă prin relația:

$$P = 0,5B_{max} \cdot f \cdot j \cdot S_m \cdot S_b \cdot 10^{-6}, \tag{4.8}$$

unde P este puterea transformatorului, [W];
B — inducția maximă, [G];
f — frecvența, [Hz];
j — densitatea de curent, [A/mm²];
S_m — secțiunea miezului, [cm²];
S_b — secțiunea bobinajului, [cm²].

Din relația (4.7) se observă că păstrînd inducția maximă constantă, numărul de spire variază invers proporțional cu secțiunea miezului, iar pe de altă parte mărimea spațiului de bobinaj, spre exemplu, la miezurile de tip E (fig. 4.11) este determinată de suprafața ferestrei $S_f = (a \cdot 2h)$, care, o dată cu schimbarea tipului de miez, crește aproximativ proporțional cu secțiunea miezului ($S_m = b \cdot c$).

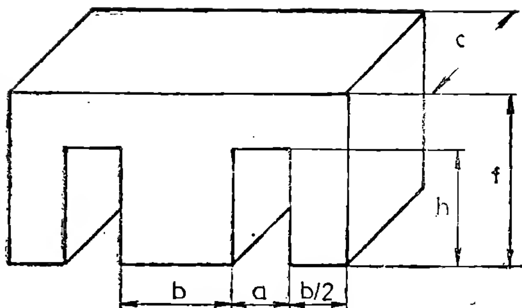


Fig. 4.11. Miez de ferită de tip E.

Dacă densitatea de curent în conductoare rămîne constantă, puterea debitată de transformator crește proporțional cu suprafața ferestrei și, implicit, cu secțiunea miezului. Rezultă că, din relația (4.8), la o putere de gabarit impusă se poate exprima produsul ($S_b \cdot S_b$), după cum urmează:

$$S_m \cdot S_b = \frac{P \cdot 10^6}{0,5\ B_{max} \cdot f_0 \cdot j}. \qquad (4.9)$$

Numărul de spire al înfășurării secundare se determină cu ajutorul raportului de transformare, n, și al numărului de spire din primar:

$$N_2 = n \cdot N_1. \qquad (4.10)$$

Datorită rezistenței înfășurărilor, tensiunea în sarcină la bornele înfășurării secundare va scădea. De aceea pentru calculul numărului de spire al înfășurării secundare se folosește un număr de spire 2—5% mai mare, adică

$$N_2 = (1,02 \cdots 1,05)n \cdot N_1. \qquad (4.11)$$

Cunoscînd puterea absorbită de înfășurarea primară, respectiv puterea cedată de înfășurarea secundară, precum și tensiunile ce apar în aceste înfășurări, se calculează curenții din primar și secundar.

Cu ajutorul densității de curent admise, j, din [3, p. 77] se găsesc diametrele conductoarelor necesare pentru bobinare.

La proiectarea transformatorului trebuie să se țină seama de modul în care încap înfășurările în fereastra de bobinaj. Acest lucru este definit de coeficientul de umplere γ:

$$\gamma = \frac{S_b}{S_f}. \qquad (4.12)$$

Datorită carcasei și a izolației dintre înfășurări, coeficientul de umplere trebuie să fie subunitar. În general γ este cuprins între 0,6 și 0,8. Suprafața totală a bobinajului este dată de relația:

$$S_b = \sum_{i=1}^{k} S_{bi} = \sum_{i=1}^{k} \frac{N_i}{n_{si}}, \qquad (4.13)$$

unde: i este numărul de înfășurări;
N — numărul de spire al înfășurării i;
n_{si} — numărul de spire care încap pe unitatea de suprafață (spire/cm^2).

Dacă transformatorul are mai multe înfășurări, sau dacă din cauza tensiunilor mari se utilizează folii izolatoare, trebuie verificată grosimea bobinajului. Se calculează grosimea fiecărui bobinaj și se însumează împreună cu grosimea straturilor izolatoare.

Pentru aceasta, se calculează întîi numărul de spire care încap într-un strat al bobinajului, luînd în considerare faptul că bobinajul este izolat strat cu strat:

$$n_{strat} = n_l(2h - h_p), \tag{4.14}$$

unde:

n_l este numărul de spire bobinate strîns, care încap pe o lățime de 1 cm;
$2h$ — înălțimea spațiului de bobinaj;
h_p — lățimea pierdută din spațiul de bobinaj din cauza pereților laterali ai carcasei și datorită faptului că la marginea stratului rămîne un mic spațiu neutilizat; în practică $h_p = 0{,}2 \ldots 0{,}5$ cm.

Cu ajutorul numărului de spire pe strat se determină numărul de straturi al unei înfășurări:

$$W_{1,2} = \frac{N_{1,2}}{n_{strat}} = \frac{N_{1,2}}{n_e(2h-h_p)}. \tag{4.15}$$

Dacă bobinajul următor se începe după un strat izolator mai gros, numărul de straturi se rotunjește la cifra întreagă imediat superioară.

Cunoscînd numărul de straturi, se determină grosimea înfășurării:

$$g = W(d_{iz} + \delta), \tag{4.16}$$

unde d_{iz} este grosimea conductorului izolat;
δ — grosimea stratului de hîrtie izolatoare, de obicei $0{,}03 \ldots 0{,}1$ mm.

Grosimea totală a bobinajului este

$$g = \sum_{k=1}^{n} g_k + \sum_{k=1}^{n} \delta_{k-1,k}, \tag{4.17}$$

în care:

g_k sînt grosimile înfășurărilor;
$\delta_{k-1,k}$ — grosimile izolațiilor dintre înfășurări;
$\delta_{0,1}$ — grosimea carcasei, de obicei 1—2 mm.

Dacă transformatorul a fost bine proiectat, grosimea bobinajului trebuie să fie:

$$g = (0{,}8 \ldots 0{,}95)a. \tag{4.18}$$

Avînd determinată secțiunea bobinajului cu relația (4.13), cu un factor de formă $\gamma = 0{,}7$ rezultă ce suprafață S_f ar fi necesară pentru fereastră.

Din relația (4.9) rezultă secțiunea miezului S_m. Cunoscînd suprafața miezului S_m și secțiunea ferestrei S_f, se alege din catalogul firmei producătoare tipul de miez de ferită.

Adesea nici unul din tipurile de miezuri nu satisface în întregime condițiile impuse simultan pentru S_m și S_f. Se alege tipul de miez care corespunde cel mai bine din punct de vedere al ferestrei și care asigură secțiunea necesară a miezului.

Dacă nu se poate adopta un anumit tip de miez de ferită se încearcă să se modifice valoarea inducției maxime sau a densității de curent în conductoare. O creștere de curent sau a inducției maxime produce o micșorare proporțională a secțiunii bobinei, dar va determina creșterea pierderilor de putere și, în consecință, încălzirea transformatorului. De aceea, se recomandă a se recurge la acestă soluție numai dacă valorile alese inițial pentru B_{max} și j sînt suficient de lejere.

Dacă aceste încercări nu duc la un rezultat satisăfcător, se alege tipul de miez mai mare, admițînd un coeficient de umplere a ferestrei ceva mai mic.

După stabilirea definitivă a parametrilor miezului, se verifică din nou umplerea ferestrei.

Pe baza diametrului conductorului, determinat din condiția de densitate de curent, se poate calcula rezistența înfășurării:

$$R = \rho \frac{l_s}{S} \cdot N, \tag{4.19}$$

unde:

ρ este rezistivitatea conductorului la 20°C;
l_s — lungimea medie a spirei;
S — secțiunea conductorului;
N — numărul de spire.

Lungimea medie a spirei se determină cu relația

$$l_s = 2(b + c) + \pi \cdot g,$$

în care prin „g” se înțelege grosimea bobinajului. Dacă transformatorul este bine calculat $g \cong a$.

Puterea totală pierdută în transformator este:

$$P = P_b + P_m, \tag{4.20}$$

unde:

P_b reprezintă pierderile de putere în bobinaj;
P_m — pierderile de putere în miez.

Pierderile de putere în conductoarele de bobinaj se exprimă prin relația:

$$P_b = \sum_{k=1}^{n} I_k^2 R_k, \tag{4.21}$$

în care: R_k este rezistența înfășurării k;
I_k — curentul în înfășurarea k.

Pierderile în miez sînt influențate, în principal, de calitatea miezului. Ele se pot exprima cu relația [1]:

$$P_m = C_m \cdot V_m, \tag{4.22}$$

unde V_m reprezintă volumul miezului, iar C_m este un coeficient de pierderi exprimat în W/cm³. El este dat de firmele producătoare de miezuri feromagnetice sub formă de tabele sau nomograme în funcție de frecvența de lucru.

Energia de pierderi a transformatorului determină o cantitate echivalentă de căldură. Se va produce o încălzire a miezului și a bobinajelor cît mai pronunțată, cu cît condițiile de răcire sînt mai grele. La transformatoarele cu răcire naturală în aer liber, condițiile de răcire sînt determinate în principal de suprafața de răcire S_r.

Conductivitatea termică raportată la unitatea de suprafață necesară pentru răcire se exprimă prin relația [1]:

$$S_d = 1{,}4 \cdot 10^{-3} + 1{,}217 \cdot 10^{-6}\, T^{1{,}585} [\mathrm{W/cm^2 \cdot {}^\circ C}], \tag{4.23}$$

unde T este temperatura mediului ambiant.

Din datele de catalog ale miezului folosit se poate calcula suprafața de răcire totală, S_r, pe care o oferă. Aceasta permite calcularea conductanței termice G_t

$$G_t = S_r \cdot S_d \quad [\mathrm{W/{}^\circ C}]. \tag{4.24}$$

Temperatura dezvoltată în transformator este

$$T_t = \frac{P}{G_t}, \tag{4.25}$$

iar temperatura maximă atinsă este:

$$T_m = T_a + T_t. \tag{4.26}$$

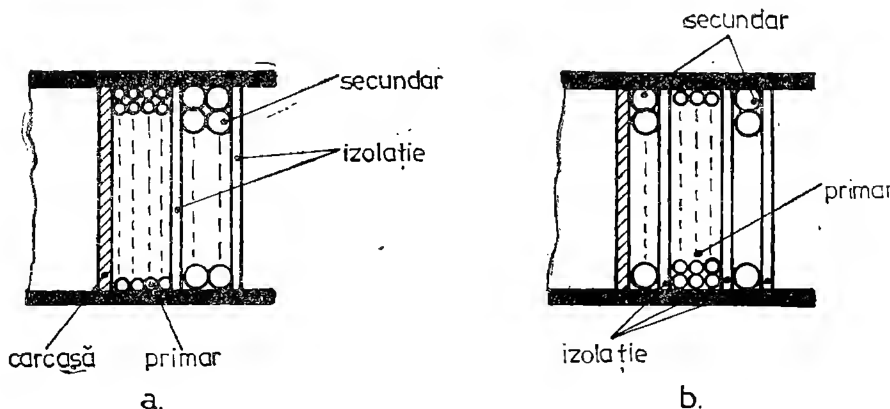


Fig. 4.12. Posibilități de realizare a bobinajului.

Dacă T_m este prea mare, se mărește S_r sau se micșorează rezistența electrică a conductoarelor de bobinaj.

În ceea ce privește modul de bobinare a transformatorului se utilizează două procedee: strat lîngă strat (fig. 4.12, a) și întrețesut (fig. 4.12, *b*).

Bobinarea întrețesută a înfășurărilor reduce inductanțele parazite, precum și efectul lor asupra funcționării transformatorului.

4.5. PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI UNEI SURSE DE TIP „FLYBACK"

În paragraful 2.3 s-a prezentat funcționarea unei surse în comutație de tip „flyback" cu principalele forme de undă. În funcție de parametri electrici ai transformatoarelor, curentul prin tranzistorul de putere, adică curentul prin primar, poate prezenta două forme de vaiație în timp (fig. 4.13).

Din analiza funcționării sursei de tip „flyback" rezultă că transformatorul nu este utilizat la capacitatea sa maximă, deoarece curentul prin primar și, deci, fluxul nu vor fi niciodată mai mici ca zero. Această situație creează însă posibilitatea ca pentru curenți care depășesc anumite limite să se ajungă foarte ușor la saturație.

Pentru a împiedica saturarea miezului există două posibilități. O primă posibilitate constă în alegerea unui miez de dimensiuni cît mai mari. A doua posibilitate are în vedere crearea unui întrefier pentru a aplatiza curba $B = f(H)$ și pentru a mai reduce densitatea de flux pentru aceeași polarizare în curent continuu. Proiectantul preferă a doua soluție, care oferă transformatoare mai compacte, de dimensiuni mai mici.

Dacă o inductivitate este alimentată cu o tensiune de formă dreptunghiulară de amplitudine U_1, curentul maxim I_{C1} depinde de tensiunea U_1, inductivitatea L_1, durata t_1 și curentul minim I_{C2}:

$$U_1 = L_1 \frac{(I_{C1} - I_{C2})}{t_1}, \qquad (4.27)$$

unde: U_1 este tensiunea continuă de alimentare, [V];
L_1 — inductivitatea primarului, [H];

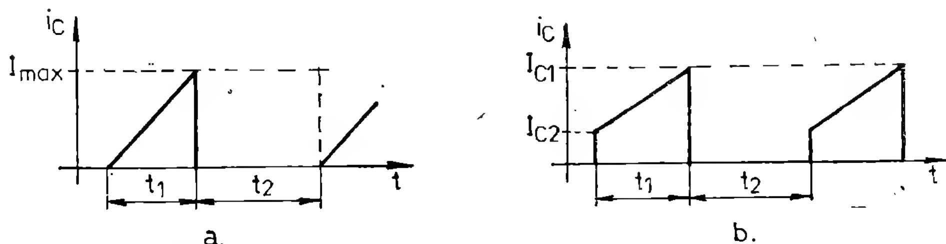


Fig. 4.13. Variația curentului în primar: a) formă triunghiulară; b) formă trapezoidală.

I_{C1} — valoarea maximă a curentului de colector, [A];
I_{C2} — valoarea minimă a curentului de colector, [A];
t_1 — durata de conducție, [s].

Pentru ca pierderile de putere pe tranzistor și în miez să fie cît mai mici posibil, se alege

$$I_{C2} \leqslant 0{,}1\, I_{C1}.$$

Întrucît

$$\frac{1}{t_1} = \frac{f}{\alpha_{max}},$$

unde

$$\alpha = \frac{t_1}{T} \text{ și } f = \frac{1}{T},$$

relația (4.27) devine

$$U_{1min} = \frac{L_1 \cdot (I_{C1} - I_{C2}) \cdot f}{\alpha_{max}}. \tag{4.28}$$

Dacă curentul I_{C2} este neglijabil față de I_{C1}, puterea debitată de transformator este

$$P = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{C1}^2 \cdot f. \tag{4.29}$$

Împărțind relațiile (4.28) și (4.29) avem:

$$\frac{P}{U_{1min}} = \frac{L_1 \cdot I_{C1}^2 \cdot f \cdot \alpha_{max}}{2L_1 \cdot I_{C1} \cdot f},$$

din care putem exprima valoarea maximă a curentului prin primar, în funcție de puterea debitată

$$I_{C1} = \frac{2P}{U_{1min} \cdot \alpha_{max}}.$$

În funcție de I_{C1} se poate găsi, din relația (4.28), valoarea inductanței primarului

$$L_1 = \frac{U_{1\,min} \cdot \alpha_{max}}{I_{C1} \cdot f}. \tag{4.30}$$

Considerăm că transformatorul îl realizăm pe un miez de ferită de tipul EC [10], cu întrefier. Întrefierul prezintă cea mai mare reluctanță în calea liniilor de cîmp magnetic, ceea ce permite să considerăm că o mare parte a energiei dezvoltate o regăsim în întrefierul de volum v_i, a cărui lățime este l_i. În aceste condiții, avem:

$$\frac{1}{2} L_1 I_{C1}^2 = \frac{1}{2} B_{max} \cdot H \cdot v_i, \tag{4.31}$$

unde:

$v_i = S_m \cdot l_i$;
l_i este lățimea întrefierului.

Volumul efectiv minim al miezului feromagnetic se exprimă din relaţia [1]:

$$V_{em} = \frac{\mu_0 \mu_r I_{C1} \cdot L_1}{B^2_{max}}. \tag{4.32}$$

Dacă se utilizează un miez feromagnetic fără întrefier, ca de exemplu, un miez toroidal, pentru valoarea obţinută din relaţia (4.32) ar rezulta dimensiuni geometrice neobişnuit de mari.

Alegînd însă un miez feromagnetic cu întrefier, dimensiunile acestuia pot fi reduse substanţial. Lăţimea întrefierului se calculează astfel:

$$L_1 \cdot I^2_{C1} = \frac{B^2_{max}}{\mu} \cdot S_m \cdot l_i,$$

sau

$$l_i = \frac{\mu_i L_1 \cdot I^2_{C1}}{S_m \cdot B^2_{max}}, \tag{4.33}$$

unde μ_i este permitivitatea întrefierului.

Numărul de spire al primarului se determină calculînd în prealabil inductivitatea primarului. Inductivitatea primarului este dată de relaţia:

$$L_1 = \frac{\mu N_1^2 S_m}{l}, \tag{4.34}$$

unde:

μ este permitivitatea miezului
l — lungimea bobinei.

Relaţia de mai sus poate fi scrisă şi astfel:

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot l}{N_1 \cdot S_m \cdot \mu} = \frac{L_1 \cdot I_{C1} \cdot l}{S_m \cdot N_1 \cdot \mu \cdot I_{C1}} = \frac{L_1 I_{C1}}{S_m \mu \frac{N I_{C1}}{l}} = \frac{L_1 \cdot I_{C1}}{S_m \cdot B_m}. \tag{4.35}$$

Pentru calculul numărului de spire din secundar, folosim relaţia (2.47):

$$U_s = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 \frac{t_1}{t_2} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 \cdot \frac{t_1}{T - t_1} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 \cdot \frac{\frac{t_1}{T}}{1 - \frac{t_1}{T}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1 \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha},$$

de unde

$$N_2 = \frac{N_1 \cdot U_s(1 - \alpha)}{U_1 \cdot \alpha}. \tag{4.36}$$

În continuare se determină numărul de straturi, grosimea bobinajului, încărcarea ferestrei cu ajutorul relaţiilor prezentate în paragraful anterior.

Se verifică grosimea bobinajului cu relaţiile (4.16—4.18). Dacă relaţia (4.18) nu se verifică, se alege un alt miez care permite prin fereastra ce o

asigură bobinarea întregului număr de spire, inclusiv izolațiile între straturi. Se are în vedere ca și secțiunea miezului să fie mai mare, în acest fel împiedicîndu-se saturarea miezului.

4.6. APLICAȚII

A.4.1. Să se proiecteze un transformator pentru o sursă în comutație în montaj „semipunte" cu următoarele date:
- tensiunea de alimentare $U_i = 310\ V$;
- tensiunea de ieșire $U_s = 5$ V;
- curentul de sarcină $I_s = 20$ A;
- frecvența de comutație $f = 20$ kHz;

Rezolvare

1. Tipul și natura materialului feromagnetic. Din catalog [14] alegem un miez de ferită de tipul MZ—5, care are domeniul de frecvență cuprins între 0,01—0,1 MHz.

2. Se alege inducția maximă, B_{max}. Din caracteristica de magnetizare a materialului MZ—5 găsim că $B_{sat} = 3500$ G. Pentru a avea certitudinea că pentru o gamă largă de variație a tensiunii de la intrare, precum și pentru un domeniu extins de temperatură ($t < 100°C$) nu se ajunge să se lucreze în saturație, considerăm în exemplul de față $B_{max} = 1600$ G.

3. Se calculează curentul absorbit de primarul transformatorului. Conform relației (2.72) avem:

$$I_1 = \frac{3P_s}{U_i} = \frac{3 \cdot 100}{310} = 0{,}96\ \text{A}.$$

4. Se determină dimensiunile și geometria miezului feromagnetic. O imagine aproximativă asupra dimensiunilor secțiunii miezului și a bobinajului ne-o oferă relația (4.9)

$$S_m \cdot S_b = \frac{P \cdot 10^6}{0{,}5B_{max} \cdot f \cdot j}.$$

Dacă admitem prin conductorul bobinajului o densitate de curent $j = 2{,}5\ \text{A/mm}^2$, avem:

$$S_m \cdot S_b = \frac{100 \cdot 10^6}{0{,}5 \cdot 1600 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 2{,}5} = 2{,}5\ \text{cm}^4.$$

În mod normal un miez feromagnetic la care produsul $S_m \cdot S_b$ are valoarea obținută mai sus poate să asigure 100 W la ieșire. În practică însă, bobinarea cere un spațiu mult mai mare decît cel reieșit din calcule, pentru că intervin izolările între spire și între înfășurări. În plus, este bine a se lăsa un spațiu liber între ultimul strat al bobinajului și peretele miezului

feromagnetic pentru răcire în cazul unor încărcări suplimentare al transformatorului.

În aceste condiţii produsul ($S_m \cdot S_b$) se măreşte cu 50% pînă la 75% faţă de valoarea rezultată din calcul.

Deci

$$S_m \cdot S_b = (3{,}75 - 4{,}375)\ \text{cm}^4.$$

Fie miezul E42 care-l alegem pentru a realiza transformatorul. Din datele de catalog avem:

Tip	A_L(nH/sp²)	l_e (cm)	S_m (cm²)	Cod
E42	3900 +30% −20%	0,7	1,81	MZ−6−02

5. Se calculează numărul de spire din primar N_1 cu relaţia (4.7):

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot 10^8}{4 \cdot f \cdot B_{max} \cdot S_m} = \frac{310 \cdot 10^8}{4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 1600 \cdot 1{,}81} = 133 \text{ spire.}$$

6. Se calculează numărul de spire din secundar. Din cauză că în secundar avem un redresor bialternanţă cu priză mediană, tensiunea în secundar este $U_2 = 2U_s$.

$$N_2 = N_1 \frac{U_2}{U_1} = 133 \cdot \frac{10}{310} = 4{,}3 \text{ spire.}$$

7. Alegerea dimensiunilor conductoarelor de bobinaj se face în funcţie de curenţii ce le parcurg. În primar curentul este $I_1 = 0{,}96$, iar în secundar, întrucît sistemul de redresare este cu punct de nul, printr-o jumătate a secundarului trece un curent de 10 A.

Din tabelul [3, p. 78], pentru o densitate de curent $j = 2{,}5$ A/mm², găsim:

	d (mm)	d_{iz} (mm)	n_s (spire/cm²)	n_e (spire/cm)	I_{max} (A)
Primar	0,7	0,759	125	13,1	0,96
Secundar	2	2,1	15,5	4,75	7,8

Întrucît printr-un conductor cu diametrul de 2 mm, la densitate de curent $j = 2{,}5$ A/mm², curentul maxim este de 7,8 A, rezultă că pentru a realiza înfăşurarea secundară este nevoie de doi conductori paraleli de diametru $d = 2$ mm.

8. Se calculează secţiunea bobinajului. Conform relaţiei (4.13) avem:

$$S_b = \frac{N_1}{n_{s1}} + 2\frac{N_2}{n_2} = \frac{133}{125} + 2\frac{4}{15{,}5} = 1{,}064 + 0{,}5 = 1{,}56 \text{ cm}^2.$$

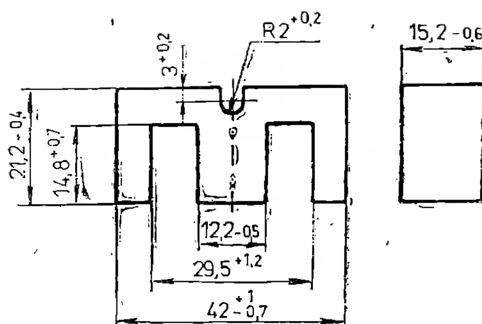


Fig. A.4.1. Miez E 42.

9. Se verifică încărcarea ferestrei γ. Secțiunea ferestrei miezului E—42 este de circa 2,57 cm²

$$\gamma = \frac{S_b}{S_f} = \frac{1,56}{2,57} = 0,6.$$

Se observă că rezultă o încărcare a ferestrei la limita inferioară. Pentru o încărcare normală se admite $\gamma = 0,8 - 0,9$.

Cu valoarea găsită pentru secțiunea bobinajului S_b și cu valoarea aleasă pentru secțiunea miezului S_m se verifică produsul $S_m \cdot S_b$ exprimat la punctul 4.

Astfel

$$S_m \cdot S_b = 1,81 \times 1,56 = 2,82 \text{ cm}^4.$$

10. Se verifică grosimea bobinajului. Conform relației (4.16) avem:

$$g = W_1(d_{1iz} + \delta) + W_2(d_{2iz} + \delta).$$

Numărul de straturi din primar W_1 este:

$$W_1 = \frac{N_1}{nl_1(2h - h_p)} = \frac{133}{13,1(2 \cdot 1,5 - 0,2)} = 23,6 \text{ straturi.}$$

Se ia $W_1 = 4$ straturi.

Numărul de straturi în secundar

$$W_2 = \frac{N_2}{nl_2(2h - h_p)} = \frac{4}{\frac{4,75}{2}(2.1,5 - 0,2)} = 0,6 \text{ straturi.}$$

Se ia $W_2 = 1$ strat.

În calculul lui W_2 s-a considerat $nl_2/2$ pentru că o spiră este formată de fapt din două conductoare în paralel.

Grosimea bobinajului este

$$g = 4(0,759 + 0,05) + 1(2,1 + 0,05) = 3,23 + 2,15 = 5,38 \text{ mm.}$$

Pentru ca grosimea bobinajului să corespundă cu deschiderea ferestrei trebuie ca

$$g = (0,8 \ldots 0,95)8,7 = (6,96 \ldots 8,265) \text{ mm.}$$

Se observă că grosimea bobinajului realizat se încadrează în limitele impuse, rămînînd și spațiu pentru ventilație.

A.4.2. Să se dimensioneze transformatorul unei surse în comutație de tip „flyback” cu următoarele date:
— tensiunea de alimentare U_1 este cuprinsă între 270 și 310 V;
— puterea $P = 100$ W;
— curentul de sarcină $I_s = 20$ A;
— tensiunea de sarcină $U_s = 5$ V;
— frecvența de lucru $f = 20$ kHz;
— factorul de umplere, $\alpha_{max} = 0,45$.

Rezolvare

1. Se calculează valoarea maximă a curentului de colector I_{C1}. Pentru tensiunea minimă de intrare și factorul de umplere maxim, curentul are valoarea

$$I_{C1} = \frac{2P}{U_{min} \cdot \alpha_{max}} = \frac{2 \cdot 100}{270 \cdot 0,45} = 1,64 \text{ A}.$$

2. Valoarea minimă a curentului de colector este
$I_{C2} \leqslant 0,1\, I_{c1}$
$I_{C2} = 0,164$ A.
3. Se determină inductivitatea primarului. Folosind relația (4.30) în care considerăm $I_{c2} \ll I_{c1}$, avem:

$$L_1 = \frac{U_{imin} \cdot \alpha_{max}}{I_{c1} \cdot f} = \frac{270 \cdot 0,45}{1,64 \cdot 20 \cdot 10^3} = 3,7 \cdot 10^{-3} \text{ H}.$$

4. Se aleg conductoarele pentru bobinare, ținînd cont de curenții ce le parcurg. În primar curentul $I_1 = 1,64$ A iar în secundar $I_2 = 20$ A. Din [3, p. 78] pentru o densitate de curent $j = 3$ A/mm² găsim:

	d (mm)	d_{iz} (mm)	n_s (spire/cm²)	n_l (spire/cm)	I_{max} (A)
Primar	0,85	0,911	87	11	1,7
Secundar	2	2,1	15,5	4,75	9,43

Întrucît curentul de sarcină este de 20 A, pentru a avea un diametru corespunzător al sîrmei de bobinaj, se execută secundarul din 3 conductoare în paralel, fiecare conductor avînd diametrul de 2 mm.

5. Alegerea miezului feromagnetic. Fie miezul de ferită de tipul EC70 [10] caracterizat prin:
— volumul $V_m = 55,6$ cm³;
— secțiunea $S_m = 2,79$ cm²;
— lungimea medie a liniei de cîmp $l_e = 14,4$ cm.
În fig. A.4.2 sînt prezentate dimensiunile geometrice.
Alegerea este judicioasă numai după ce se verifică dacă bobinajul intră în fereastra ce o oferă miezul și dacă pentru curentul maxim miezul nu se saturează. Materialul feromagnetic, 3C8, care intră în compoziția mie-

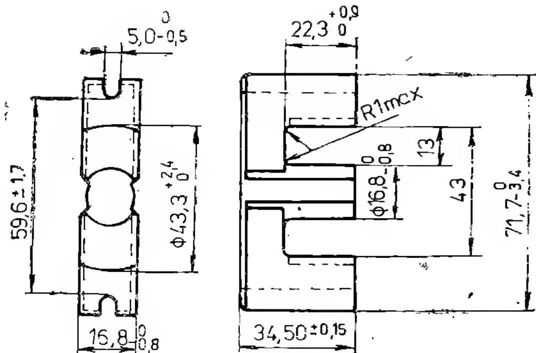


Fig. A.4.2. Miez EC 70.

zului, are $B_{sat} = 3300$ G la 100°C. Pentru ca în gama de variație a tensiunii de intrare să nu se ajungă la saturație, se alege $B_{sat}/2 = 1600$ G.

6. Calcularea numărului de spire în primar. Cu relația (4.35) avem:

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{c1}}{S_m \cdot B_{max}} = \frac{3{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}64}{2{,}79 \cdot 10^{-4} \cdot 1600 \cdot 10^{-4}} = 135$$

spire.

7. Calculul numărului de spire din secundar. Din relația (4.36), avem:

$$N_2 = \frac{N_1 \cdot U_s(1-\alpha)}{U_1 \cdot \alpha} = \frac{135 \cdot 5 \cdot (1-0{,}45)}{310 \cdot 0{,}45} = 2{,}66 \text{ spire.}$$

Se adoptă $N_2 = 3$ spire.

8. Se calculează secțiunea necesară bobinajului:

$$S_b = \frac{N_1}{n_{s1}} + 3\frac{N_2}{n_{s2}} = \frac{135}{87} + 3\frac{3}{4{,}75} = 1{,}55 + 1{,}89 = 3{,}44 \text{ cm}^2.$$

9. Se verifică încărcarea ferestrei, γ. Secțiunea ferestrei miezului EC70 este 4,64 cm²

$$\gamma = \frac{S_b}{S_f} = \frac{3{,}44}{4{,}64} = 0{,}74.$$

Rezultă o încărcare normală a ferestrei.

10. Se calculează lățimea întrefierului. Dacă ar trebui să utilizăm un miez fără întrefier, volumul necesar pentru circuitul magnetic este dat de relația (4.32). Din catalog trebuie să alegem un miez care are volumul cel puțin egal cu cel care rezultă din relația (4.32).

Pentru a putea folosi, totuși, miezul EC70 ales mai sus trebuie practicat un întrefier de lățime l_i, care se poate calcula cu relația (4.33)

$$l_i = \frac{\mu_i \cdot L_1 \cdot I_{c1}^2}{S_m \cdot B_{max}^2}.$$

Considerînd în întrefier aer, $\mu_i = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m, avem

$$l_i = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 3{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}64^2}{2{,}79 \cdot 10^{-4} \cdot (1600 \cdot 10^{-4})^2} = 1{,}75 \text{ mm.}$$

Se poate crea un întrefier de 1,75 mm între părțile centrale ale miezului EC70 sau un spațiu de 0,875 mm la fiecare din cele două brațe laterale, pentru a avea același efect.

Se calculează grosimea bobinajului, g:

$$g = W_1(d_{1iz} + \delta) + W_2(d_{2iz} + \delta).$$

Numărul de straturi care rezultă în primar este dat de relația:

$$W_1 = \frac{N_1}{nl_1(2h - h_p)} = \frac{135}{11(2 \cdot 2{,}32 - 0{,}2)} = 2{,}76 \text{ straturi}.$$

Se adoptă $W_1 = 3$ straturi

$$W_2 = \frac{N_2}{\frac{nl_2}{3}(2h - h_p)} = \frac{3}{\frac{4{,}75}{3}(2 \cdot 2{,}32 - 0{,}2)} = 0{,}4 \text{ straturi}.$$

Se adoptă $W_2 = 1$ strat.
Grosimea bobinajului rezultă:

$$g = 3(0{,}911 + 0{,}05) + 1(2{,}1 + 0{,}05) = 2{,}895 + 2{,}15 = 5{,}045 \text{ mm}.$$

Din figura A.4.2, care prezintă geometria miezului EC70, rezultă că deschiderea ferestrei permite realizarea bobinajului de grosimea $g = 5{,}045$ mm.

11. Calcularea pierderilor de putere. Puterea pierdută în transformator, conform relației (4.20) este

$$P = P_b + P_m.$$

Pierderile de putere în miez, P_m, se iau din catalog [10]. Ele se exprimă în funcție de frecvență, temperatură și inducție magnetică. Valoarea maximă a acestora este $P_{m,max} = 3$ W.

Pierderile de putere în conductoare se exprimă:

$$P_b = I_1^2 \cdot R_1 + I_2^2 R_2.$$

Din relația (4.19) găsim valorile rezistențelor conductoarelor de bobinaj.

Din tabelul [3, p. 78] avem:

$$S_1 = 0{,}568 \text{ mm}^2$$

$$S_2 = 3{,}142 \text{ mm}^3 \text{ și } \rho_{Cu} = 0{,}0175 \cdot 10^{-6} \ \Omega \cdot \text{m}.$$

Avem nevoie de lungimea medie a unei spire. Întrucît la miezul EC70 bobinajul este de formă cilindrică, lungimea medie a spirei o aproximăm prin relația:

$$l_s = \frac{\pi(D_1 - D_2) \cdot 10^{-3}}{2},$$

unde

D_1 este diametrul exterior al bobinei;
D_2 — diametrul interior al bobinei.

Deci

$$l_s = \frac{\pi(43{,}3 - 16{,}8)}{2} \cdot 10^{-3} = 41{,}6 \cdot 10^{-3} \text{ m}.$$

Atunci:

$$R_1 = 0{,}0175 \cdot \frac{41{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 135}{0{,}568 \cdot 10^{-6}} = 173 \cdot 10^{-3}\ \Omega,$$

$$R_2 = 0{,}0175 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{41{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 3}{3{,}142 \cdot 10^{-6}} = 0{,}69 \cdot 10^{-3}\ \Omega,$$

$$P_b = 1{,}64^2 \cdot 173 \cdot 10^{-3} + 20^2 \cdot \frac{0{,}69 \cdot 10^{-3}}{3} = 465{,}3 \cdot 10^{-3} + 92 \cdot 10^{-3} =$$

$$= 557{,}3 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{W},$$

$$P = 3 + 0{,}557 = 3{,}5573\ \mathrm{W}.$$

12. Temperatura dezvoltată în transformator este:

$$T_t = \frac{P}{G_t},$$

unde

$$G_t = S_r \cdot S_d.$$

Din catalog [10] pentru suprafața de răcire avem valorile

$$S_r = 75{,}43\ \mathrm{cm}^2,$$

$$S_d = 1{,}4 \cdot 10^{-3} + 1{,}217 \cdot 10^{-6} \cdot (25)^{1{,}585} = 1{,}4 \cdot 10^{-3}\ [\mathrm{W/cm^2} \cdot {}^\circ\mathrm{C}],$$

$$G_t = 75{,}43 \cdot 1{,}4 \cdot 10^{-3}\left[\frac{\mathrm{W}}{{}^\circ\mathrm{C}}\right] = 105{,}6 \cdot 10^{-3}\left[\frac{\mathrm{W}}{{}^\circ\mathrm{C}}\right],$$

$$T_t = \frac{3{,}55}{105{,}6 \cdot 10^{-3}} = \frac{3550}{105{,}6} = 33\,{}^\circ\mathrm{C}.$$

Temperatura maximă admisă T_m

$$T_m = 25 + 33 = 58\,{}^\circ\mathrm{C}.$$

O creștere de temperatură de 33°C peste temperatura mediului ambiant se consideră acceptabilă pentru un transformator obișnuit, cu răcire naturală, la care condițiile de răcire sînt determinate în principal de suprafața de răcire S_r.

BIBLIOGRAFIE

1. Hnatek, E. R., *Design of solid state power supplies*, 2-nd ed., Van Nostrand Reindhold, New York, 1981.
2. Ciugudean, M., *Proiectarea unor circuite electronice*, Editura Facla, Timişoara, 1983.
3. Mityco, G., Ciucă, M., *Alimentarea radioreceptoarelor și televizoarelor*, Editura Tehnică, București, 1970.

4. Moldovean, C., Stoica, A., *Stabilizatoare de tensiune*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1974.
5. Kulikovski, A. A., *Îndreptar de radioelectronică*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1963.
6. Ristea, I., Popescu, C. A., *Stabilizatoare de tensiune*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1983.
7. Chryssis, G., *High-frequency switching power supplies*, Mc Graw Hill Book Co., 1984.
8. * * * *Applications handbook* 1987—1988, Unitrode.
9. * * * *Philips ferroxcube cores for chokes and transformers*, Catalog, 1978.
10. * * * *Ferroxcube for power, audio/video and acceletors*, Philips, 1986, Data handbook.
11. * * * *Linear/switch mode coltaje regulator manual*, Motorola Inc., 1983.
12. Nemeş, M. V., *Materiale*, Curs, Litografia IPT, 1979.
13. Cătuneanu, M. V. ş.a., *Materiale pentru electronice*, Ed. Didactică şi Pedagocică, Bucureşti, 1981.
14. * * * *Catalog ferite*, Întreprinderea de ferite Urziceni.

REDRESAREA ŞI FILTRAREA

5.1. INTRODUCERE

Circuitul de ieşire al unei surse de putere în comutaţie este format din una sau mai multe înfăşurări, care alimentează circuitele redresoare aferente. Aceste circuite sînt de obicei de tensiune joasă, capabile să furnizeze o anumită putere pentru alimentarea cu tensiune continuă a diferitelor tipuri de consumatori. Cele mai frecvente valori de tensiuni continue sînt ± 5 V, ± 12 V, ± 15 V, ± 24 V. Tensiunea ce rezultă în înfăşurările secundare este de obicei de formă rectangulară, de frecvenţă înaltă, fapt ce reclamă utilizarea unor dispozitive electronice adecvate, cum ar fi: diode redresoare rapide, diode Schottky, condensatoare cu rezistenţă proprie foarte mică.

În acest capitol se prezintă caracteristicile, posibilităţile şi limitările în funcţionarea unor componente electronice folosite în circuitul de ieşire al unei surse în comutaţie.

5.2. TIPURI DE REDRESOARE ŞI FILTRE

Circuitele de redresare şi filtrare utilizate în construcţia surselor în comutaţie sînt la latitudinea proiectantului, alegerea unei anumite structuri fiind făcută în funcţie de circuitul ce urmează a fi alimentat.

Sursa de tip „flyback" foloseşte ca circuit de ieşire o structură ca cea prezentată în figura 5.1.

Întrucît transformatorul îndeplineşte şi rolul de element de stocare a energiei electrice, dioda D_1 şi condensatorul C au numai rolul de a asigura o tensiune continuă cu o anumită amplitudine a pulsaţiilor. În unele cazuri cînd amplitudinea pulsaţiilor trebuie redusă foarte mult, se

mai poate introduce o celulă suplimentară de filtrare (L_f, C_f). Valorile și dimensiunile acestor elemente vor fi oricum mai mici. O atenție specială trebuie acordată alegerii diodei D_1, din punct de vedere al tensiunii inverse maxime. Pentru acest caz se obișnuiește să se aleagă o diodă la care $U_{inv,max} = (1{,}2\ N_2/N_1) \cdot U_1$.

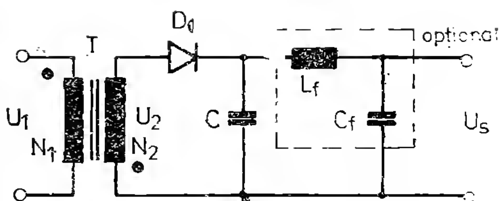


Fig. 5.1. Circuitul de ieșire pentru sursa „flyback".

Circuitul de ieșire al unei surse de tip „forward" este reprezentat în figura 5.2. Se poate constata că față de soluția prezentată în figura 5.1 este nevoie de încă o diodă, precum și de o celulă de filtrare L_f, C_f.

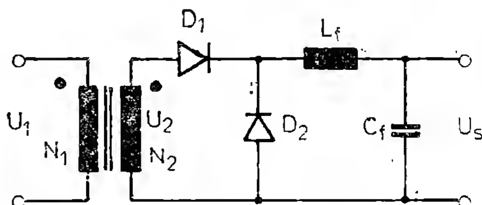


Fig. 5.2. Circuitul de ieșire pentru sursa „forward".

Dioda D_2 asigură curent prin circuitul de sarcină și în intervalul de timp cît tranzistorul de putere din primar este blocat. Din acest motiv, diodele D_1 și D_2 trebuie să fie capabile să suporte întregul curent de sarcină și să prezinte o tensiune inversă maximă de cel puțin $1{,}2\ U_1\ (N_2/N_1)$.

Circuitul din figura 5.3 este folosit pentru surse de comutație în contratimp, semipunte și în punte.

Diodele D_1 și D_2 sînt parcurse de un curent egal cu 1/2 din curentul de sarcină. În acest caz nu mai este nevoie de diode de recuperare, pentru că fiecare diodă acționează ca diodă de nul cînd cealaltă este blocată.

Tensiunea inversă maximă pe care trebuie să o suporte o diodă este de cel puțin $2{,}4\ U_s$ [5].

Sursele de comutație, de oricare tip ar fi, necesită diode redresoare cu căderi și tensiune în stare de conducție cît mai mici, cu timpi de revenire cît mai reduși și cu capacitate mare de preluare a puterii disipate la frecvența de lucru. Diodele redresoare obișnuite nu sînt adecvate datorită timpului de revenire mare și al randamentului scăzut. În construcția surselor în comutație se utilizează, cel mai frecvent, trei tipuri de diode: 1) diode redresoare rapide; 2) diode de comutație ultrarapide și 3) diode Schottky.

Din caracteristicile prezentate în figura 5.4 se poate observa că diodele Schottky prezintă

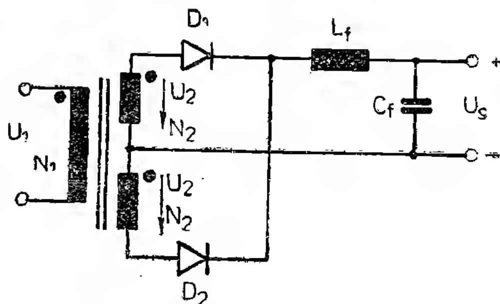


Fig. 5.3. Circuitul de ieșire al sursei în contratimp.

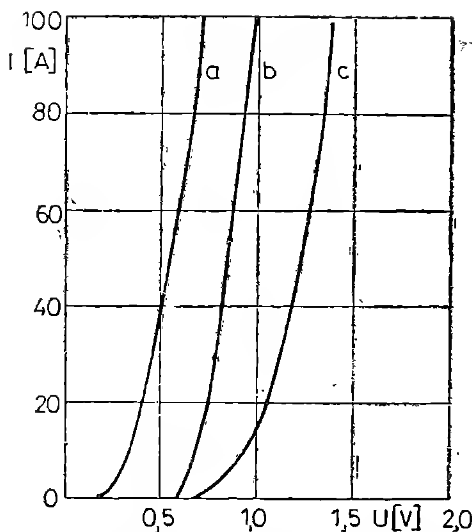


Fig. 5.4. Caracteristicile $I_D = f(U_D)$ pentru diode Schottky (a), pentru diode ultrarapide (b) şi diode rapide (c).

cea mai mică cădere de tensiune, la polarizare directă şi prin urmare sînt caracterizate printr-un randament foarte bun.

Diodele rapide şi ultrarapide sînt caracterizate printr-o cădere de tensiune în stare de conducţie cuprinsă între 0,8 şi 1,2 V. Din această cauză, precum şi datorită tensiunilor inverse nu prea mari, diodele rapide se folosesc în surse de mică putere cu tensiuni de ieşire ce nu depăşesc 12 V.

Întrucît majoritatea surselor care se proiectează în prezent lucrează la frecvenţe ce depăşesc 20 kHz, diodele redresoare trebuie să prezinte un timp de revenire de ordinul cîtorva nanosecunde. Criteriul de alegere are la bază observaţia că timpul de revenire al diodei să fie cel puţin de trei ori mai mic decît timpul de ridicare al tranzistorului.

Diodele rapide reduc, de asemenea, supratensiunile de comutaţie care sînt asociate pulsaţiilor tensiunii de ieşire. Diodele cu timp de revenire relativ mare şi cu curent invers mare creează pierderi la comutaţie importante. Figura 5.5, *a* ilustrează variaţia curentului din starea de conducţie în starea de blocare la o anumită pantă d*i*/d*t*. Figura 5.5, *b* redă caracteristica unei diode cu pantă abruptă pentru curent şi timp de revenire scurt. Figura 5.5, *c* ilustrează procesul de comutare la o diodă lentă. Se observă diferenţele ce există în ceea ce priveşte curentul invers maxim şi timpul de revenire.

Diodele rapide şi ultrarapide folosite ca elemente redresoare pot fi prevăzute sau nu cu radiator în funcţie de puterea maximă ce trebuie fur-

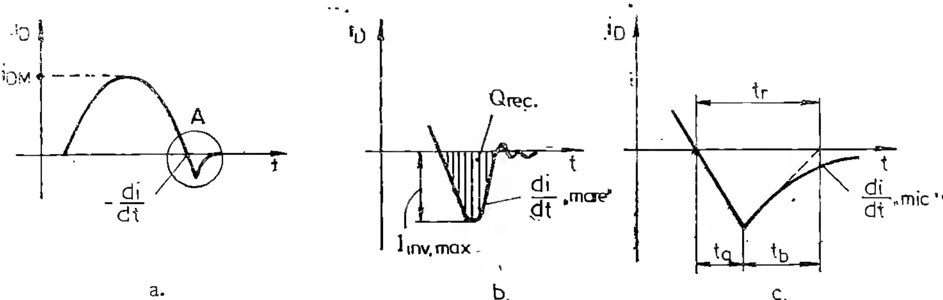


Fig. 5.5. a) Forme de undă aferente unei diode de comutaţie la blocare; b) detaliu A; c) timpul de revenire.

nizată. În mod normal temperatura joncțiunii poate să ajungă pînă la 170°C, iar firmele producătoare prezintă diagrame care permit proiectantului să calculeze puterea maximă ce se poate obține în funcție de temperatura capsulei.

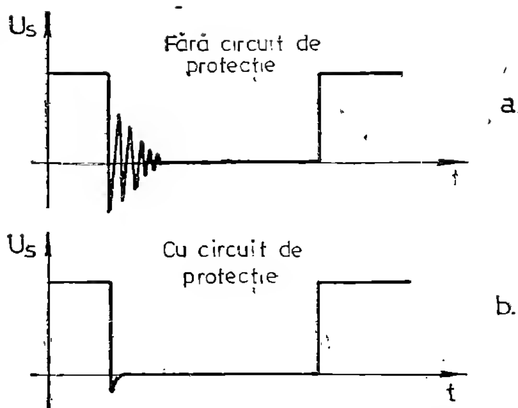


Fig. 5.6. Ieșirea din conducție a diodei Schottky; a) fără circuit de supresare; b) cu circuit de supresare.

Din diagrama 5.4 se poate constata că diodele Schottky au o cădere de tensiune extrem de mică chiar la curenți foarte mari. Din acest motiv diodele Schottky se folosesc curent la realizarea surselor de tensiune mică, de exemplu 5 V, cu curenți de sarcină mari.

În plus, dacă temperatura joncțiunii crește, căderea de tensiune pe diodă tinde să scadă.

Timpul de revenire este practic neglijabil din cauză că dioda are în structura sa un semiconductor caracterizat printr-o sarcină stocată foarte mică.

Diodele Schottky prezintă însă un dezavantaj major și anume, tensiunea inversă maximă este relativ mică, în prezent, în jurul a 100V. Pentru protejarea diodelor se folosesc mai multe procedee. Pentru a le ilustra, să considerăm circuitul de ieșire al unei surse în contratimp (fig 1.6). Tensiunea U_2 pe fiecare jumătate a înfășurării secundare este $2U_s$, deci fiecare diodă trebuie să suporte o tensiune inversă maximă de cel puțin $2U_2$. Inductivitățile parazite ale transformatorului de înaltă frecvență împreună cu capacitatea joncțiunii diodei Schottky pot forma un circuit oscilant acordat care la blocarea diodei creează oscilații (fig. 5.6).

Amplitudinea oscilațiilor poate depăși tensiunea inversă a diodei și dioda se distruge.

Prin introducerea unei rețele care să conțină o rezistență și un condensator oscilațiile pot fi înlăturate, obținîndu-se o tensiune pe dioda de forma celei din figura 5.6, *b*. Există două posibilități de plasare a circuitului *RC* în secundarul transformatorului. Pentru surse care debitează curenți mari, circuitul *RC* este plasat pe fiecare diodă, ca în figura 5.7, *a*, iar pentru surse de curent mic este suficientă o singură rețea *RC*, care se va monta ca în figura 5.7, *b*. O altă soluție constă în a utiliza o diodă Zener care să intre în conducție la apariția vîrfului de tensiune. Deși procedeul este simplu, datorită timpului mare necesar comutării diodei Zener, pot apare tensiuni parazite care se vor regăsi suprapuse peste tensiunea de ieșire ca tensiuni de zgomot.

Valoarea rezistenței din circuitul de protecție se poate calcula cu relația [5]:

$$R = \frac{\sqrt{L_T/C_J}}{n}, \tag{5.1}$$

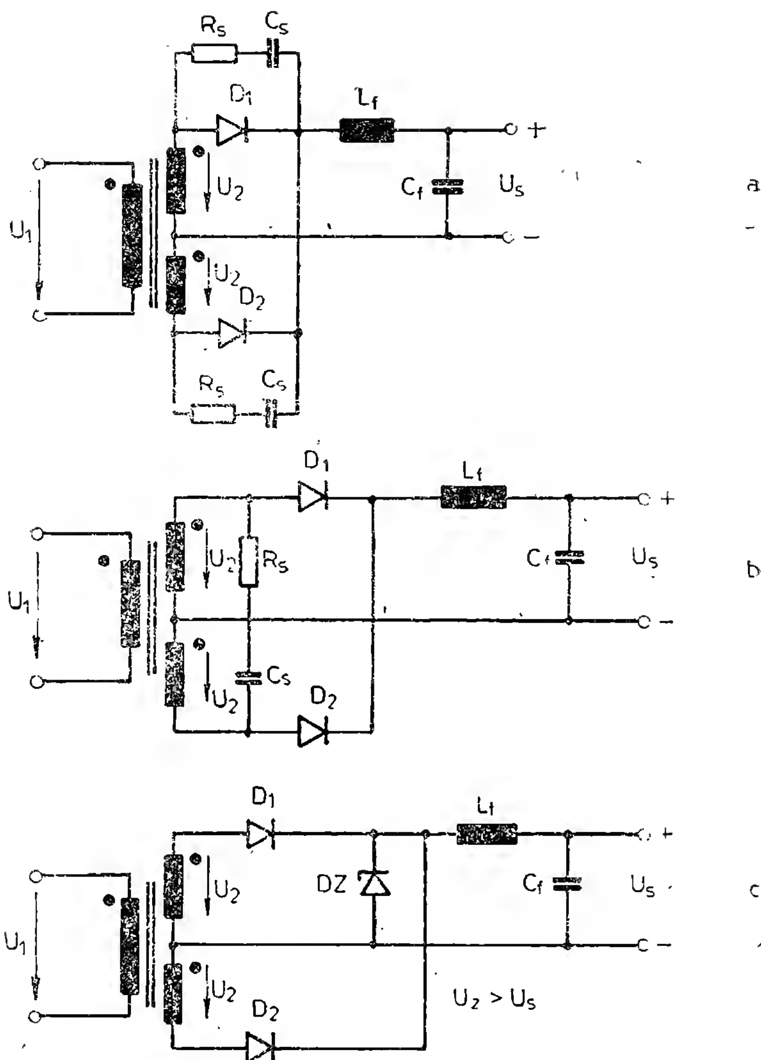


Fig. 5.7. Posibilități de reducere a amplitudinii oscilațiilor la comutarea diodelor Schottky: a) cu circuit *RC* în paralel cu dioda; b) în paralel cu secundarul transformatorului; c) cu diodă Zener.

unde:

C_J este capacitatea joncțiunii, [pF];
L_T — inductivitatea parazită a transformatorului, [μH];
n — raportul de transformare al transformatorului.

Vloarea capacității C_s se află cuprinsă, de obicei, între 0,01 și 0,1 μF.

Puterea disipată pe rezistența de protecție R_s se calculează cu relația:

$$P_R = \frac{1}{2} C_s \cdot \left(\frac{U_i}{n}\right)^2 \cdot f,$$

unde f este frecvența de lucru a convertorului.

5.3. ALEGEREA DIODELOR REDRESOARE

În ceea ce privește alegerea diodei redresoare, aceasta se face în funcție de tipul de sursă și de regimul de funcționare al diodelor. Astfel, pentru sursa de tip „flyback", dioda redresoare conduce numai în intervalul de timp cît tranzistorul de putere este blocat. Dioda trebuie să suporte întregul curent de sarcină.

Valoarea medie a curentului de sarcină este (2.48):

$$I_s = \frac{I_V}{2} \cdot t_2 \cdot f, \tag{5.2}$$

de unde curentul maxim prin diodă I_D este

$$I_{D\,max} = I_V = \frac{2I_s}{t_2 \cdot f} = \frac{2I_s \cdot T}{(T - t_1)} = \frac{2I_s}{1 - \alpha}\,. \tag{5.3}$$

Considerînd $\alpha_{max} = 0{,}45$, valoarea maximă a curentului prin dioda redresoare de la o sursă de tip „flyback" este

$$I_{D\,max} = 3{,}6\ I_s\,. \tag{5.4}$$

În cazul sursei de tip „Forward", alegerea diodelor trebuie să se facă în mod diferențiat, în funcție de rolul pe care-l îndeplinesc diodele. Una din diode este diodă redresoare, iar cealaltă este diodă de nul. Curentul maxim prin diode se exprimă astfel:

$$I_{D\,max} = I_s \cdot \alpha_D\,, \tag{5.5}$$

unde α_D este factorul de umplere aferent diodei redresoare, respectiv, diodei de nul.

În familia surselor în contratimp diodele redresoare sînt în mod uniform încărcate, pentru că duratele de conducție ale lor sînt egale. În această situație, curenții prin diode sînt egali. Întrucît o sursă în contratimp se poate echivala cu două surse de tip „forward", care debitează pe același consumator, curentul prin diodele sursei în contratimp se poate calcula cu relația de mai sus.

Se recomandă să se facă o analiză a comportării termice a diodelor redresoare în care să se aleagă eventual radiatoare adecvate pentru răcire. În datele de catalog ale firmelor producătoare se prezintă diagrame în care se exprimă curentul prin diode în funcție de temperatura carcasei.

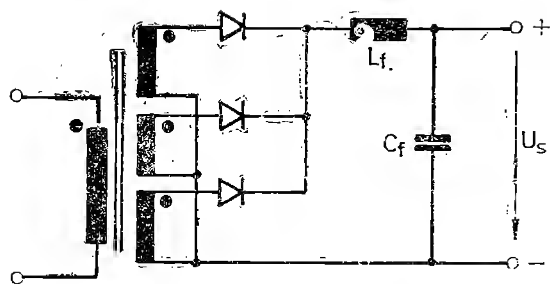


Fig. 5.8. Legarea în paralel a diodelor redresoare.

Pentru surse de putere care necesită curenți de sarcină de valori mari, se pot conecta în paralel mai multe diode.

Simpla conectare în paralel creează probleme, atunci cînd diodele nu au caracteristici foarte apropiate. De aceea se preferă conectarea diodelor ca în figura 5.8, unde fiecare diodă este alimentată de o înfășurare separată.

5.4. CONSIDERAȚII CU PRIVIRE LA CALCULUL PUTERII DISIPATE PE DIODA DE COMUTAȚIE

O dată cu creșterea interesului pentru proiectarea și realizarea surselor în comutație, o atenție deosebită a fost acordată utilizării unor elemente redresoare de comutație cu pierderi de putere cît mai mici. S-a constatat că dacă se aleg diode cît mai rapide scad solicitările termice ale tranzistorului de putere, rezultînd o fiabilitate ridicată pentru întreg ansamblu. Ca o consecință firească se îmbunătățește randamentul, se reduce nivelul tensiunilor de zgomot, scade greutatea și volumul sursei.

În cele ce urmează se va analiza comportarea unei diode rapide pentru sursa din figura 5.9. Pentru o mai ușoară urmărire a fenomenului se consideră că dioda este un element ideal de comutație, iar curentul prin tranzistor în intervalele de comutație se modifică după o lege liniară.

Formele de undă ce caracterizează funcționarea acestui circuit sînt prezentate în figura 5.10. La $t = t_0$ dioda se consideră în conducție, ea fiind parcursă de curentul generat de inductivitate, iar tranzistorul este blocat. La $t = t_1$ se aduce în conducție tranzistorul. În intervalul de timp $t_1 \div t_2$, curentul prin tranzistor crește în defavoarea curentului prin diodă, întrucît curentul prin inductivitate rămîne constant. Datorită conducției diodei, întreaga tensiune de alimentare U_i se regăsește pe tranzistor. Notăm intervalul de timp $t_1 \div t_2$ cu t_{ci} ca fiind timpul de ridicare al curentului prin tranzistor.

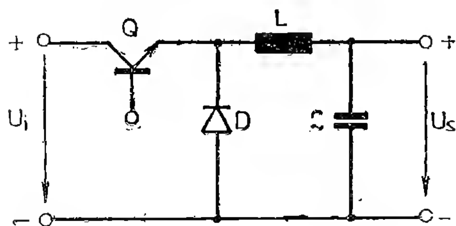


Fig. 5.9. Structura simplificată a sursei „forward".

La $t = t_2$ tranzistorul este în stare de conducție totală, el preluînd curentul ce parcurge inductanța de filtraj, dioda D fiind în acest moment blocată. Tensiunea pe tranzistor începe să scadă spre valoarea $U_{CE\,sat}$.

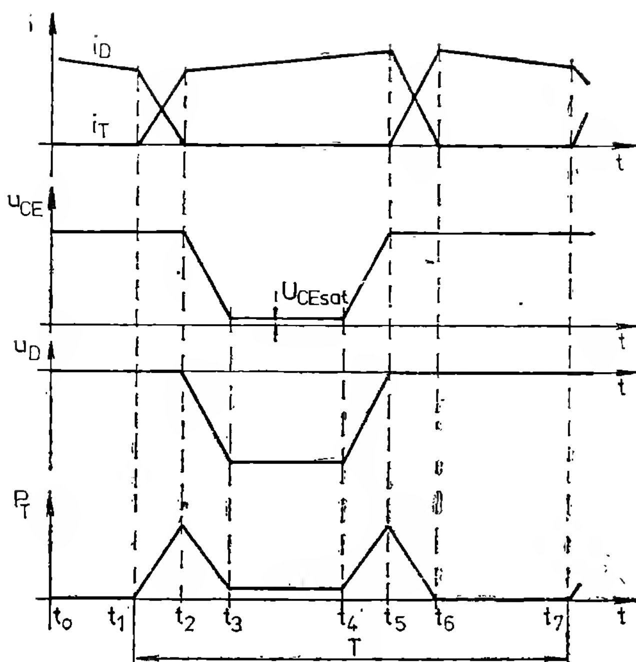


Fig. 5.10. Formele de undă aferente figurii 5.9.

Tranzistorul ajunge la saturație la momentul $t = t_3$. Intervalul de timp $t_2 \div t_3$ este considerat timpul de cădere al tensiunii, t_{cu}, a tranzistorului. De la t_3 la t_4 tranzistorul este saturat, el fiind parcurs de curentul de sarcină.

La $t = t_4$ se dă comanda de blocare a tranzistorului și tensiunea U_{CE} începe să crească. Intervalul de timp cuprins între t_4 și t_5 este timpul de ridicare a tensiunii colector emitor, t_{ru}, a tranzistorului. În acest interval tranzistorul trebuie să fie parcurs de întregul curent al bobinei, pentru că dioda este încă polarizată invers. La $t = t_5$ dioda ajunge să se polarizeze direct și tranzistorul se blochează, deconectînd circuitul de sarcină de la sursa de alimentare U_i. Curentul prin diodă începe să crească, scade curentul prin tranzistor, dar suma lor este constantă și egală cu curentul prin bobina de filtraj. Intervalul $t_5 \div t_6$ se consideră ca timpul de cădere, t_{ci} al curentului de colector al tranzistorului.

Dacă se consideră curentul prin bobina de filtraj constant și egal cu I_s, puterea disipată în tranzistor la comutație este egală cu suma puterilor corespunzătoare fiecărui interval:

$$P_T = \frac{U_i I_s}{2}\left(\frac{t_{ri} + t_{cu} + t_{ru} + t_{ci}}{T}\right) + U_{CEsat} I_s \left(\frac{t_4 - t_3}{T}\right) =$$

$$= \frac{I_s}{T}\left[\frac{U_i}{2}(t_{ri} + t_{cu} + t_{ru} + t_{ci}) + U_{CEsat}(t_4 - t_3)\right]. \tag{5.6}$$

Să considerăm acum o *diodă reală,* care prezintă un anumit timp de intrare, respectiv de ieșire din conducție, o anumită capacitate și rezistență proprie. În această situație, formele de undă ale curenților și tensiunilor la comutare sînt altele.

Se cunoaște faptul că orice joncțiune PN, la polarizare directă posedă o anumită sarcină stocată, a cărei valoare depinde de curentul ce străbate joncțiunea. Dioda recuperatoare din figura 5.9 trece din starea de conducție în starea de blocare cu o anumită viteză de variație a curentului (di/dt), viteză determinată de celelalte elemente aflate în circuit și în primul rînd de timpul de intrare în conducție al tranzistorului de putere.

În primul interval de timp, t_a (fig. 5.5, *c*), sarcina stocată în diodă este capabilă să genereze un curent suplimentar, astfel că dioda apare ca și cum ar fi în scurtcircuit, după care curentul începe să scadă, iar în intervalul de timp t_b tensiunea inversă poate să crească. Excesul de sarcină este înlăturat datorită curentului invers ce se stabilește, precum și prin procesul de recombinare al purtătorilor de sarcină.

La o viteză de variație a curentului ($-di/dt$) mică în comparație cu viteza de recombinare, procesul de golire a joncțiunii de excesul de sarcină este neînsemnat. Timpul de revenire t_r este, în acest caz, influențat în principal numai de viteza de recombinare și nu de panta di/dt.

Așa după cum rezultă din fig. 5.11, sarcina care se recombină, Q_{rec}, este aproximativ proporțională cu viteza de variație a curentului, pînă la o anumită valoare limită a acesteia. Cînd viteza de variație a curentului este mai mare decît viteza de recombinare, timpul de revenire t_r descrește pe măsură ce di/dt crește, deoarece o cantitate tot mai mare de sarcină este înlăturată, iar procesul de recombinare este neînsemnat. Pe măsură ce di/dt crește, se mărește și curentul invers maxim, $I_{inv.max}$, și poate deveni mai mare decît curentul direct la polarizare inversă. Acest curent este însă, totuși, limitat superior pentru că el depinde de sarcina stocată, iar aceasta la rîndul ei depinde de curentul direct I_D și nu poate depăși o anumită valoare corespunzătoare curentului direct maxim admis.

Diodele semiconductoare de tensiune înaltă se caracterizează prin performanțe mai scăzute la comutare, pentru că ele din punct de vedere tehnologic au o zonă de trecere mai lată, ceea ce conduce la un volum de sarcină stocată mai mare și la o viteză de recombinare mai redusă.

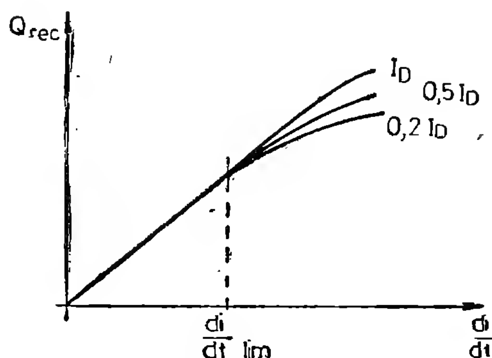


Fig. 5.11. Dependența $Q_{rec} = f(di/dt)$.

Pierderile de putere pe tranzistor la comutație, dacă dioda este considerată ideală, sînt:

$$P_{t_{ri}} = U_i \cdot \frac{I_c}{2} \cdot \frac{t_{ri}}{T} \qquad (5.7)$$

$$P_{t_{cu}} = \frac{U_i}{2} \cdot I_c \cdot t_{cu}. \qquad (5.8)$$

Datorită existenței la o diodă reală a timpului t_a și t_b, pierderile

de putere cresc. În timpul t_a dioda conduce curentul invers și prezintă o rezistență proprie foarte mică. Tensiunea U_{CE} a tranzistorului rămîne egală cu tensiunea de intrare U_i, în timp ce curentul de colector continuă să crească spre valoarea $I_c + I_{inv.max}$. Întreaga cantitate de sarcină, reprezentată prin suprafața S_1, determină sporirea puterii disipate numai pe tranzistor, pe diodă puterea disipată în acest timp fiind neglijabilă. Astfel:

$$P_{ta} = U_i \cdot \left(I_c + \frac{I_{inv.max}}{2}\right)\frac{t_a}{T}. \tag{5.9}$$

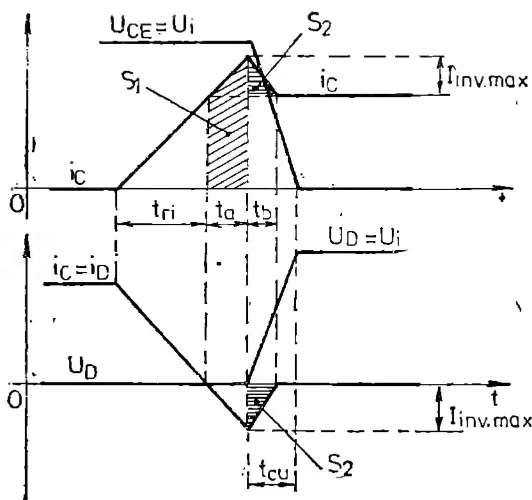


Fig. 5.12. Detaliul curenților și tensiunilor la comutare.

Din considerente geometrice, din figura 5.12 avem:

$$\frac{I_c}{I_{inv.max}} = \frac{t_{ri}}{t_a} \quad \text{sau} \quad t_a = t_{ri}\frac{I_{inv.max}}{I_c}. \tag{5.10}$$

Acum expresia puterii se poate scrie astfel:

$$P_{ta} = U_i\left(I_c + \frac{I_{inv.max}}{2}\right) \cdot \left(\frac{t_{ri}}{T} \cdot \frac{I_{inv.max}}{I_c}\right) =$$

$$= U_i \cdot I_{inv.max}\left(1 + \frac{I_{inv.max}}{2I_c}\right) \cdot \frac{t_{ri}}{T}. \tag{5.11}$$

Dacă se consideră că $I_{inv.max} = 0{,}5\ I_c$, se poate aprecia în ce măsură cresc pierderile de putere pe tranzistor la comutație dacă dioda recuperatoare este reală. Vom avea:

$$P_{t_{ri}} + P_{t_a} = \left[\frac{U_i \cdot I_c}{2} + \frac{U_i \cdot I_c}{2}\left(1 + \frac{I_c}{2 \cdot 2I_c}\right)\right]\frac{t_{ri}}{T} =$$

$$= \frac{U_i I_c}{2}\left[1 + \left(1 + \frac{1}{4}\right)\right]\frac{t_{ri}}{T} = 1{,}125\ U_i \cdot I_c\frac{t_{ri}}{T}. \tag{5.12}$$

Dacă raportăm această relație la relația (5.7) ajungem la concluzia că în cazul unei diode reale puterea disipată pe tranzistor este 2,25 ori mai mare decît în cazul cînd considerăm dioda ideală.

În intervalul de timp notat cu t_b, în figura 5.12, dioda este parcursă de curentul invers, iar rezistența începe să crească. Acest curent invers determină pierderi de putere suplimentare. Este dificil de a exprima pierderile de putere, pe tranzistor și pe diodă separat, în acest interval de timp,

pentru că tensiunea colector-emitor scade în timp ce tensiunea pe diodă crește. Cumulat, aceste pierderi le putem exprima astfel:

$$P_{t_b} = U_i \cdot \frac{I_{inv.max}}{2} \cdot \frac{t_b}{T}, \quad (5.13)$$

unde expresia $\frac{I_{inv.max}}{2} \cdot t_b$ este echivalentă cu aria S_2 din figura 5.12.

Dacă dispunem de o diodă rapidă, t_b va fi cu mult mai mic decît t_{cu} în cea mai mare parte din pierderile P_{t_b} vor fi degajate în tranzistor, dar din punct de vedere cantitativ mult mai neînsemnate ca $P_{t_{ri}}$. Dacă dioda prezintă un timp t_b mai mare ca t_{cu}, P_{tb} vor fi mai mari și vor fi degajate în principal în diodă.

De obicei $P_{ta} > P_{tb}$ și întrucît P_{ta} disipă în principal în tranzistor, pierderile suplimentare datorate diodei de comutație vor afecta în mai mică măsură dioda decît tranzistorul de comutație.

Dacă diodele redresoare sînt diode Schottky, este necesar să se facă și o analiză a stabilității termice, deoarece este știut faptul că acestea prezintă un curent invers mult mai mare decît o joncțiune PN obișnuită. Valoarea curentului invers se dublează aproximativ la fiecare 10°C. La sursele în contratimp în montaj semipunte sau punte, dioda redresoare se află jumătate din perioada de tact în stare de conducție și jumătate de perioadă în stare de blocare. Căderea de tensiune în sens direct este, de asemenea, un parametru ce poate influența procesul termic ce are loc în dioda Schottky. Se poate aprecia că regimul termic stabilizat al diodei redresoare Schottky se instalează atunci cînd viteza de injectare a energiei în dispozitivul semiconductor este mai mică decît viteza cu care energia disipată este redată mediului înconjurător, adică

$$U_{inv} \cdot \frac{I_{inv} \cdot (T - t_1)}{T} + U_D \cdot I_D \cdot \frac{t_1}{T} \leqslant \frac{T_j - T_a}{R_{tj-a}}, \quad (5.14)$$

unde:

U_{inv} este tensiunea inversă la care este supusă dioda;
I_{inv} — curentul invers al diodei;
t_1 — timpul în care dioda se află în conducție;
$T = 1/f$, unde f este frecvența de tact a sursei;
I_D — curentul prin diodă în starea de conducție;
U_D — căderea de tensiune pe diodă în stare de conducție;
T_j — temperatura joncțiunii diodei;
T_a — temperatura mediului ambiant.

Întrucît I_{inv} și U_D sînt parametri sensibili la temperatură ei se pot exprima în funcție de temperatură [1], iar relația de mai sus devine:

$$\left[\left\{\frac{T - t_1}{T} \cdot U_{inv} \cdot I_0 \cdot 2^{\frac{Tj-Ta}{y}}\right\} + \left\{I_D \frac{t_1}{T} \cdot [U_{Do} + x(T_j - T_a)]\right\}\right] \leqslant \frac{T_j - T_a}{R_{tj-a}}. \quad (5.15)$$

unde:

I_0 este curentul invers la temperatura mediului ambiant;
U_{Do} — căderea de tensiune la polarizarea directă a diodei la temperatura mediului ambiant;
x — coeficientul de temperatură al căderii de tensiune pe dioda polarizată direct;
y — diferenţa de temperatură la care curentul invers se dublează.

Derivînd ecuaţia de mai sus, rezultă:

$$\frac{T - t_1}{T} \cdot U_{inv} \cdot I_0 \cdot 2^{\frac{T_j - T_a}{y}} \cdot \frac{1}{y} \cdot \ln 2 + I_D \cdot \frac{t_1}{T} \cdot x \leqslant \frac{1}{R_{tj-a}} . \quad (5.16)$$

Definid $I_0 \cdot 2^{\frac{T_j - T_a}{y}}$ ca fiind curentul invers critic $I_{inv(crt)}$ la temperatura maximă de lucru, şi rezolvînd în raport cu $I_{inv(crt)}$ ecuaţia de mai sus, se obţine:

$$I_{inv(crt)} \leqslant y\left[\frac{T/R_{tj-a} - I_D \cdot t_1 \cdot x}{0{,}693(T - t_1)U_{inv}}\right] . \quad (5.17)$$

După calcularea puterilor maxime disipate pe diode, se poate determina, în mod asemănător ca la tranzistoare, rezistenţa termică necesară pentru disiparea puterii şi suprafaţa radiatorului de răcire.

5.5. ÎMBUNĂTĂŢIREA RANDAMENTULUI UNEI SURSE PRIN UTILIZAREA REDRESORULUI BIPOLAR SINCRON [1]

Sursele în comutaţie destinate alimentării unor echipamente electronice dotate cu o mare cantitate de circuite CMOS sau ECL sînt caracterizate prin faptul că pierderile de putere în circuitul redresor de la ieşire reprezintă 20—30% din puterea absorbită la intrare. Pierderile pot fi reduse dacă în locul diodelor redresoare se foloseşte „redresorul sincron bipolar" (bipolar synchronous rectifier — BISYN). Redresorul sincron bipolar este proiectat pentru a fi utilizat în construcţia surselor care trebuie să asigure tensiuni la ieşire mai mici de 5 V. Circuitul este caracterizat printr-o rezistenţă în starea de saturaţie foarte mică (8 mΩ), la un factor de amplificare de cel puţin 25. O secţiune transversală, reprezentată simplificat, este prezentată în figura 5.13. Redresorul este de fapt un tranzistor bipolar dublu, de joasă tensiune. Cînd ambele joncţiuni bază-emitor sînt polarizate direct, căderile de tensiune pe ele se anulează şi produc o cădere de tensiune colector-emitor foarte mică. Rezistenţa de saturaţie a redre-

Fig. 5.14. Pierderile de putere funcție de curentul de sarcină, pentru redresor cu diode Schottky, tranzistor MOSFET și BISYN.

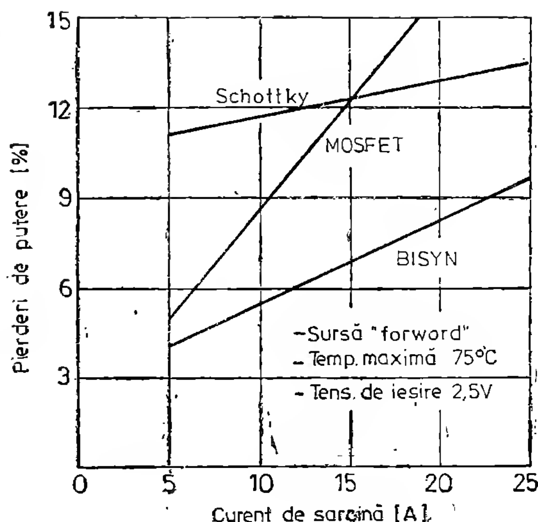
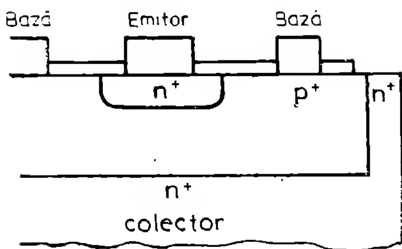


Fig. 5.13. Secțiune transversală prin redresorul bipolar sincron.



sorului este mai mică de 2 mΩ, restul de 6 mΩ provenind de la firele de conexiuni, metalizări etc.

În diagrama din fig. 5.14 sînt reprezentate pierderile de putere în sistemele de redresare de la ieșirea unei surse în comutație, care utilizează diode Schottky, tranzistoare MOSFET și redresor sincron bipolar.

Aceste pierderi se definesc prin relația

$$P = (R_{CEsat} \cdot I_S^2)\, \alpha + U_{BE} \cdot \frac{I_s}{\beta} \cdot \alpha + I_R \cdot U_{CE}(1 - \alpha), \qquad (5.18)$$

unde:

I_S este curentul de sarcină;
β — factorul de amplificare pentru a menține BISYN în saturație;
I_R — curentul rezidual colector-emitor;
α — factorul de umplere al semnalului de comandă.

Se constată că soluția cea mai avantajoasă pentru sistemele de redresoare la tensiuni de ieșire, de valori mici constă în utilizarea redresorului sincron bipolar. Pentru surse de 2,5 V la un curent de sarcină sub 4 A, tranzistoarele MOSFET oferă un randament mai bun. La curenți de sarcină mari, pierderile de putere cu redresoare bipolare sînt jumătate din pierderile care apar la un redresor cu diode Schottky.

În figura 5.15 este redată topologia unei surse „forward", ce utilizează un redresor sincron bipolar. Funcționarea este următoarea. În timp ce tranzistoarele Q_1 și Q_2 sînt în conducție, tranzistorul Q_3 este polarizat direct și la ieșire se livrează curentul de sarcină prin bobina de filtraj L. Polaritatea tensiunii dezvoltate pe înfășurarea N_4 este astfel aleasă încît Q_4 rămîne blocat. Cînd tranzistoarele Q_1 și Q_2 se blochează, Q_4 este adus în conducție de tensiunea care apare în înfășurarea N_4.

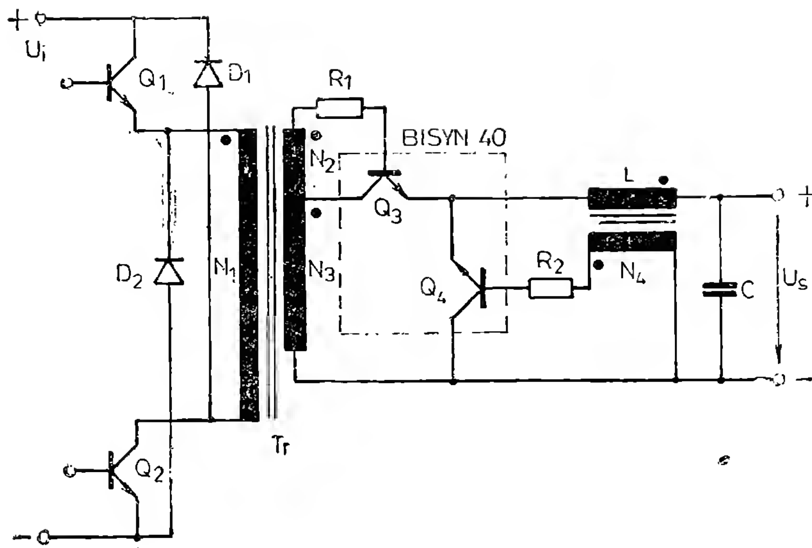


Fig. 5.15. Sursă „forward" cu redresor BISYN.

5.6. DIMENSIONAREA INDUCTANȚELOR DE FILTRAJ

În configurația circuitului de filtraj al unei surse în comutație, în cele mai multe cazuri, intră inductivitatea de filtraj. Ea îndeplinește două funcții:

— înmagazinează energia electrică pe perioada cînd tranzistorul de putere este blocat, în vederea asigurării pe cît posibil a unui curent de sarcină neîntrerupt;

— reduce amplitudinea pulsațiilor tensiunii redresate.

Există o mare varietate de materiale feromagnetice și de fome de miezuri folosite la construcția bobinelor de filtraj. În capitolul 4 s-au prezentat aceste materiale feromagnetice, criteriile de alegere avînd în vedere ca miezul feromagnetic să fie cît mai compact, ușor, cu pierderi minime etc.

Să considerăm circuitul de ieșire al unei surse în comutație format dintr-un redresor bialternanță cu punct de nul (fig. 5.16).

Tensiunea la bornele inductanței de filtraj este:

$$U_L = L\frac{di}{dt}. \tag{5.19}$$

$$\text{Cum } U_L = U_2 - U_s \tag{5.20}$$

și

$$di = \Delta I_L,$$

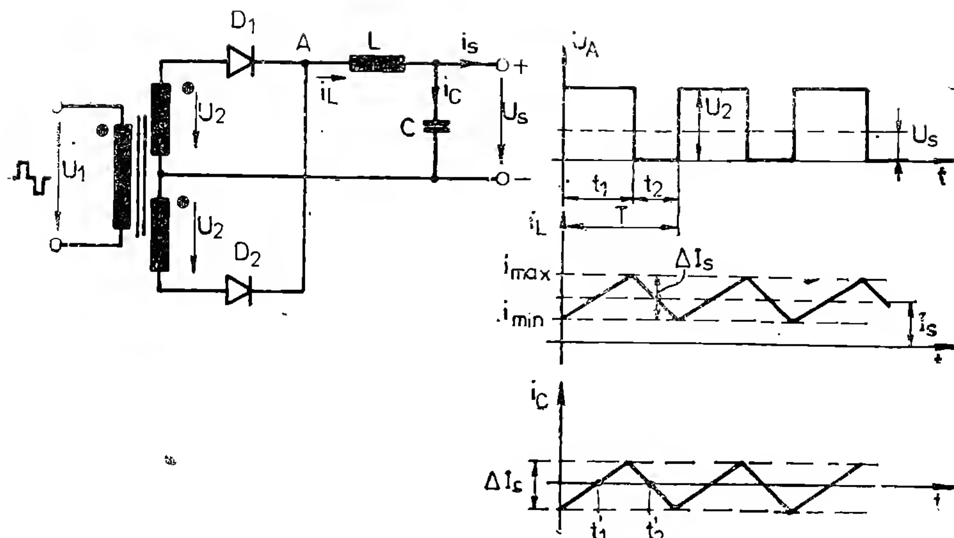


Fig. 5.16. Secțiunea de ieșire a unei surse în contratimp cu formele de undă aferente.

din relația 5.19 se determină L

$$L = \frac{U_2 - U_s}{\Delta I_L} \cdot \Delta t. \tag{5.21}$$

Exprimînd timpul t_2 funcție de U_2 și U_s [5], rezultă

$$t_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{1 - U_s/U_2}{f}\right),$$

unde f este frecvența de comutație a tranzistoarelor din primarul transformatorului. Factorul 1/2 pune în evidență faptul că la o perioadă a tensiunii alternative din primarul transformatorului sînt necesare două intervale de timp, t_2, pentru blocare, în care să existe certitudinea că tranzistoarele sînt blocate, pentru a se evita un eventual scurtcircuit al sursei de alimentare. Valorile maxime și minime ale curentului prin inductivitatea de filtraj sînt [6]:

$$i_{max} = \frac{U_s}{R_s} + \frac{T}{2L} \cdot U_s\left(1 - \frac{U_s}{U_2}\right), \tag{5.22}$$

$$i_{min} = \frac{U_s}{R_s} - \frac{T}{2L} \cdot U_s\left(1 - \frac{U_s}{U_2}\right). \tag{5.23}$$

Pentru a rezulta vîrfuri de curent cît mai mici prin inductivitate și prin urmare pulsații mici ale tensiunii pe bornele consumatorului, se recomandă ca $\Delta i = i_{max} - i_{min}$ să nu fie mai mare de 0,25 I_s [5].

În conformitate cu relația (5.21) se poate determina inductanța necesară (dacă $U_2 = 2U_s$ și $\Delta t = t_2$):

$$L = \frac{U_s \cdot t_2}{0{,}25 \cdot I_s}. \tag{5.24}$$

Urmează, apoi, alegerea miezului feromagnetic. Această alegere trebuie făcută cu multă atenție, întrucît curenții care parcurg înfășurarea sînt de valori mari și pot provoca încălzirea și saturarea miezului. Este nevoie de o secțiune de miez S_m și o suprafață a ferestrei cît mai mari pentru a respecta cerința menționată mai sus. Valorile minime ale acestor mărimi în funcție de curentul maxim și de inducția necesară se calculează din relația [5, p. 121]:

$$S_m \cdot S_b = \frac{L \cdot I_s \cdot d^2 \cdot 10^8}{K \cdot B_{max}} \quad [cm^4], \tag{5.25}$$

unde:

S_m este secțiunea miezului, în cm^2;
S_b — secțiunea bobinajului, în cm^2;
L — inductivitatea, în H;
d — diametrul conductorului de bobinaj, în mm;
B — inducția maximă, în T;
K — factor de formă, 0,4 pentru miez toroidal și 0,8 pentru miez cilindric;
I_s — curentul de sarcină, în A.

Întrucît curentul prin inductivitatea de filtraj este mare, trebuie avut grijă ca să se realizeze un întrefier, pentru ca miezul să nu se satureze. Lățimea întrefierului se obține din relația:

$$l_i = \frac{\mu \cdot L \cdot I_s^2}{S_m \cdot B_{max}^2}, \tag{5.26}$$

unde μ este permeabilitatea magnetică a întrefierului.

Numărul de spire necesar pentru a realiza inductivitatea se calculează cu relația:

$$N = \frac{L \cdot I_s}{S_m \cdot B_{max}}. \tag{5.27}$$

Se calculează apoi dimensiunile bobinei și se verifică dacă aceasta intră în fereastra oferită de tipul de miez ales. Se calculează secțiunea bobinajului, S_b:

$$S_b = \frac{N}{n_{s1}}, \tag{5.28}$$

unde: n_{s1} este numărul de spire care încap într-un cm^2.

Se verifică factorul de umplere al ferestrei:

$$\gamma = \frac{S_b}{S_f}, \tag{5.29}$$

unde S_f este suprafața ferestrei miezului. Se obține o încărcare corespunzătoare a ferestrei dacă $\gamma = 0,8 - 0,9$.

Se calculează grosimea bobinajului:

$$g = W(d_{iz} + \delta), \tag{5.30}$$

unde d_{iz} este diametrul conductorului cu izolație;

δ_i — grosimea materialului izolator;

W — numărul de straturi.

Și în acest caz trebuie îndeplinită condiția ca g să fie mai mic sau egal cu (0,8 — 0,9) din lățimea ferestrei.

5.7. DIMENSIONAREA CAPACITĂȚILOR DE FILTRAJ

Alegerea capacității de filtraj depinde de tipul sursei, de frecvența de lucru și de valoarea maximă a curentului de sarcină. În cele mai multe aplicații se folosesc condensatoarele electrolitice cu rezistență proprie cît mai mică. Rezistența proprie a condensatorului de filtraj are efect direct asupra pulsațiilor tensiunii și de asemenea asupra duratei de viață a condensatorului. Cum rezistența proprie este un element disipativ, pierderile de putere generează căldură, care scurtează durata de viață a condensatorului.

În prezent se realizează condensatoare care au un domeniu de temperatură pînă la 100°C, cu rezistență proprie foarte mică la frecvențe peste 20 kHz. Majoritatea firmelor producătoare garantează o rezistență proprie foarte mică pînă la o frecvență de 100 kHz. Datorită tendinței de a proiecta și realiza surse în comutație care să lucreze la frecvențe peste 50 kHz, progresele tehnologice obținute în realizarea componentelor electronice pasive au condus la obținerea condensatoarelor de tip „film". Acestea pot lucra pînă la o frecvență de 100 kHz, cu un curent de pînă la 2A/μF.

În cele ce urmează se prezintă calculul unui condensator de filtraj pentru o sursă a cărei structură este prezentată în figura 5.16. Urmărind forma de undă a curentului prin condensator observăm că ea este simetrică față de axa timpului avînd amplitudinea, vîrf la vîrf, ΔI_s. Acest curent trece prin zero de două ori într-o perioadă, la t_1' și t_2', adică la mijlocul intervalelor de timp t_1 și t_2. Tensiunea la care se încarcă condensatorul este

$$u = \frac{1}{C}\int_{t_1'}^{t_2'} i \, dt. \tag{5.31}$$

Integrînd relația de mai sus se obține:

$$\Delta U_s = \frac{\Delta I_s}{4 \cdot C} \cdot \frac{T}{2} = \frac{\Delta I_s}{8C \cdot f}, \tag{5.32}$$

de unde rezultă

$$C = \frac{\Delta I_s}{8f\Delta U_s}, \tag{5.33}$$

în care:

$\Delta I_s = 0{,}25\ I_L$;

ΔU_s este amplitudinea vîrf la vîrf a tensiunii la bornele consumatorului;

f — frecvenţa de lucru.

Pentru a asigura o valoare cît mai mică a pulsaţiilor tensiunii de la ieşire trebuie ca rezistenţa proprie a condensatorului, R_c, să fie cît mai mică. Această rezistenţă se poate exprima cu relaţia:

$$R_c = \frac{\Delta U_s}{\Delta I_s}. \tag{5.34}$$

Este necesar acum de a scoate în evidenţă cum trebuie alese elementele L şi C ale filtrului, întrucît ele influenţează performanţele sursei. Filtrul LC are o mare importanţă asupra stabilităţii sursei cînd ea este prevăzută cu un circuit de reglare a tensiunii de ieşire. Un filtru cu inductivitate mică şi capacitate mare determină o impedanţă mică pentru filtru, ceea ce va permite ca să se obţină un timp de răspuns redus la modificările bruşte ale parametrilor circuitului de sarcină. Pe de altă parte, dacă inductivitatea este prea mică, pot rezulta impulsuri de curent prin diodele redresoare, care să depăşească curentul de vîrf efectiv al acestora.

De fapt, măsurînd timpul de răspuns nu ne interesează în cît timp sursa revine la parametrii iniţiali la modificări bruşte ale parametrilor sarcinii, ci mai degrabă cît de mult se modifică tensiunea de ieşire faţă de valoarea nominală. De exemplu, dacă o astfel de sursă alimentează circuite TTL, ne interesează dacă tensiunea de ieşire scade sau nu cu 250 mV la perturbaţiile care apar în circuitul de sarcină.

5.8. APLICAŢII

A.5.1. Să se determine curentul invers maxim ce poate să apară la o diodă Schottky de tipul SD421 utilizată ca element redresor fig. 5.7, *a*, cunoscînd:

— tensiunea inversă, $U_{inv} = 40$ V;
— frecvenţa de lucru, $f = 20$ kHz;
— curentul de sarcină, $I_s = 20$ A;
— tensiunea de ieşire, $U_s = 5$ V.

Rezolvare. Fiecare diodă se montează pe un radiator care asigură o rezistenţă termică de 1°C/W. Rezistenţa termică dintre joncţiune şi capsulă pentru dioda SD421 este 2,4°C/W. Curentul său invers se dubiează la o creştere de temperatura de 10°C. La un curent de sarcină de 20 A, căderea de tensiune în sens direct scade cu 1 mV pe °C, de îndată ce temperatura joncţiunii începe să crescă.

Pentru cel mai dificil regim de lucru, temperatura joncțiunii nu trebuie să depășească 125°C. Valoarea maximă a curentului invers la care apare instabilitatea termică se calculează cu relația 5.17, unde:

$$R_{tj-a} = 1°C/W + 2{,}4°C/W = 3{,}4°C/W.$$

Perioada de tact

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 50 \cdot 10^{-6}\ s$$

$$t_1 = 25 \cdot 10^{-6}\ s$$

$$I_{inv(crt)} \leqslant y\left[\frac{(T/R_{tj-a}) - I_D \cdot t_1 \cdot x}{0{,}693(T - t_1) \cdot U_{inv}}\right] \leqslant$$

$$\leqslant 10°C\,\frac{(50 \cdot 10^{-6})/(3{,}4°C/W) - (20A)(25 \cdot 10^{-6})(-1 \cdot 10^{-3}V)}{0{,}693(50 \cdot 10^{-6} - 25 \cdot 10^{-6})(45V)} \leqslant 180\ mA.$$

Din datele de catalog găsim că pentru dioda SD141, curentul invers maxim la 125°C este 100 mA. Prin urmare, respectînd numai valoarea dată în catalog se asigură un regim termic stabil pentru dioda Schottky.

Alegerea tipului de diodă Schottky pentru circuitul redresor al unei surse în comutație se face ținînd cont de doi parametri: tensiunea inversă maximă care poate să apară în funcționare și de puterea disipată maximă.

A.5.2. Să se dimensioneze bobina de filtraj pentru o sursă în comutație în montaj semipunte, la care se cunosc:

— tensiunea pe sarcină, $U_s = 5$ V;
— curentul de sarcină, $I_s = 20$ A;
— frecvența de lucru, $f = 20$ kHz;
— bobina de filtraj se realizează pe un miez de ferită;
— tensiunea în înfășurarea secundară $U_2 = 9$ V.

Rezolvare. 1. Se calculează lățimea intervalului de timp, t_2, dintre două impulsuri consecutive ale tensiunii secundare

$$t_2 = \frac{1 - U_s/U_2}{2f} = \frac{1 - (5/9)}{2 \cdot 20 \cdot 10^3} = 12 \cdot 10^{-6}\ s.$$

2. Se determină valoarea inductivității. Conform relației (5.24) avem:

$$L = \frac{U_s \cdot t_2}{0{,}25 \cdot I_s} = \frac{5 \cdot 12 \cdot 10^{-6}}{0{,}25 \cdot 20} = 12\ \mu H.$$

3. Se calculează produsul $(S_m \cdot S_b)$:

$$(S_m \cdot S_b) = \frac{L \cdot I_s \cdot d^2 \cdot 10^8}{K \cdot B_{max}}\ [cm^4].$$

Din tabelul [10, p. 78] alegem un conductor cu $d = 2$ mm. Pentru $d = 2$ mm găsim următoarele date suplimentare:

— numărul de spire/cm², $n_s = 15{,}5$ sp/cm²;
— numărul de spire/cm, $n_l = 4{,}75$ sp/cm;
— diametrul conductorului cu izolație, $d_{iz} = 2{,}1$ mm;
— curentul maxim $I_{max} = 7{,}86$ A, pentru $j = 2{,}5$ A/mm²;

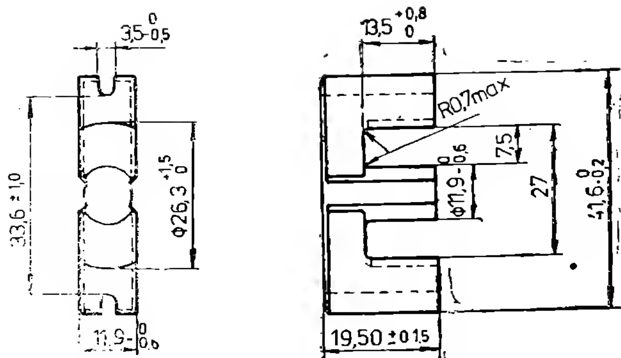


Fig. A.5.2. Miez de ferită tip EC 41/19/12.

Pentru ca miezul să nu se satureze limităm inducția la o valoare maximă $B_{max} = 2000$ G.

$$S_m \cdot S_n = \frac{12 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot (2 \cdot 10^{-3}) \cdot 10^8}{0,8 \cdot 2000 \cdot 10^{-4}} = 0,6 \text{ cm}^4.$$

4. Alegerea tipului de miez.

Valoarea găsită mai sus o considerăm minimă. Trebuie să alegem un miez la care produsul celor două mărimi să fie superior valorii de 0,6 cm^4, pentru că este nevoie de un miez cu o suprafață a ferestrei suficient de mare. Această condiție permite să obținem un spațiu corespunzător între bobinaj și miez în vederea unei bune răciri a bobinajului.

Alegem un miez de tip EC41/19/12, caracterizat prin $S_m = 1,21$ cm^2; $S_f = 1,36$ cm^2. În figura A.5.2 sînt redate dimensiunile de gabarit ale miezului ales.

5. Calcularea lățimii întrefierului. Din relația (5.26) avem:

$$l_i = \frac{\mu L \cdot I_s^2}{S_m \cdot B_{max}^2} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 12 \cdot 10^{-6} \cdot 20^2}{1,21 \cdot 10^{-4} \cdot (2000 \cdot 10^{-4})^2} = 1,24 \text{ mm}.$$

Dacă întrefierul se realizează în părțile laterale ale miezului, lățimea sa va fi $l_i/2$.

6. Numărul de spire N va fi:

$$N = \frac{L \cdot I_s}{S_m \cdot B_{max}} = \frac{12 \cdot 10^{-6} \cdot 20}{1,21 \cdot 10^{-4} \cdot 2000 \cdot 10^{-4}} = 10 \text{ spire}.$$

7. Secțiunea bobinajului este

$$S_b = \frac{N}{n_S} = \frac{10}{15,5} = 0,64 \text{ cm}^2.$$

8. Calculăm factorul de umplere al secțiunii:

$$\gamma = \frac{S_b}{S_f} = \frac{0,64}{1,36} = 0,47.$$

Se observă că $\gamma < (0,7 - 0,8)$.

9. Se determină grosimea bobinajului, g:

$$g = W(d_{iz} + \delta),$$

unde

$$W = \frac{N}{nl_1(2h - h_p)}.$$

Folosim 3 conductoare în paralel pentru a îndeplini condiția ca înfășurarea să suporte curentul de 20 A:

$$W = \frac{10}{4{,}75(2 \cdot 1{,}35 - 0{,}2)} = 2{,}52 \text{ straturi.}$$

Se adoptă $W = 3$ straturi,

iar

$$g = 3(2{,}1 + 0{,}05) = 6{,}45 \text{ mm},$$

unde s-a considerat o hîrtie izolatoare pentru protejarea bobinajului de grosime $\delta = 0{,}05$ mm.

Întrucît deschiderea ferestrei miezului EC41 este de 8,4 mm, bobinajul cu grosimea $g = 6{,}45$ mm încape în fereastră, rămînînd și un spațiu de aproximativ 2 mm pentru răcire.

A.5.3. Să se calculeze curentul maxim prin dioda redresoare a unei surse în comutație de tip „flyback", la care se cunoaște:

— puterea pe sarcină $P_s = 120$ W;
— tensiunea pe sarcină $U_s = 10$ V;
— factorul de umplere $\alpha = 0{,}4$.

Rezolvare. Curentul de sarcină mediu furnizat de sursă este:

$$I_s = \frac{P_s}{U_s} = \frac{120}{10} = 12 \text{ A}.$$

Valoarea maximă a curentului prin diodă se calculează cu relația (5.3)

$$I_{D\,max} = \frac{2I_s}{1 - \alpha},$$

pentru $\alpha = 0{,}4$

$$I_{D\,max} = 3{,}33\, I_s = 3{,}33 \cdot 12 = 40 \text{ A}.$$

Dioda redresoare care se alege trebuie să aibă un curent de vîrf repetitiv de cel puțin 40 A.

A.5.4. Să se calculeze curenții prin diodele D_2 și D_3 ale unei surse în comutație de tip „florward" (fig. 2.1) la care se cunosc:

— puterea pe sarcină $P_s = 100$ W;
— tensiunea pe sarcină $U_s = 5$ V;
— factorul de umplere pentru tranzistorul Q, $\alpha = 0{,}4$.

Rezolvare. La sursa de tip forward curentul prin sarcină circulă în mod neîntrerupt și prin urmare curentul maxim va fi mai mic decît la o sursă de tip „flyback". Valoarea maximă a curentului se exprimă astfel:

- pentru dioda D_2:

  $I_{D2} = I_s \cdot \alpha_{D2}$;

- pentru dioda D_3

  $I_{D3} = I_s \cdot \alpha_{D3}$, unde $\alpha_{D3} = 1 - \alpha_{D2}$.

Pentru dioda redresoare avem:

$$I_{D2} = \left(\frac{100}{5}\right) \cdot 0,4 = 8 \text{ A}.$$

Se poate alege o diodă cu curent maxim de 10 A. Pentru dioda de nul:

$$I_{D3} = 20 \cdot (1 - 0,4) = 20 \cdot 0,6 = 12 \text{ A}.$$

Se alege o diodă de 15 A.

A.5.5. Pentru sursa din figura 2.1 să se calculeze pierderile de putere care apar în sistemul de redresare, cunoscînd:

$U_s = 2,5$ V; $I_s = 30$ A; $\alpha = 0,5$; raportul de transformare $n = 15$; căderea de tensiune pe diodele redresoare $U_D = 0,8$ V.

Rezolvare. Puterea debitată de sursă este:

$$P_s = U_s \cdot I_s = 2,5 \cdot 30 = 75 \text{ W}.$$

Pierderile de putere pe tranzistorul Q_1 cînd acesta se află în conducție se exprimă astfel:

$$P_Q = U_{CE(sat)} \cdot \frac{I_s}{n} \cdot \alpha = 1 \cdot \frac{30}{15} \cdot 0,5 = 1 \text{ W}.$$

Dacă aproximăm pierderile de putere, ce apar suplimentar la intrarea și ieșirea din conducție a tranzistorului, ca fiind tot 1 W, pierderile de putere totale pe tranzistor sînt:

$$P_T = 2 \cdot P_Q = 2 \text{ W}.$$

Deoarece o diodă conduce o semiperioadă, pierderile totale pe cele două diode redresoare se exprimă astfel:

$$P_D = 2 \frac{I_s}{2} \cdot U_D = 30 \cdot 0,8 = 24 \text{ W}.$$

Fracțiunea din puterea absorbită de la rețea, consumată pe diodele redresoare este:

$$k = \frac{P_D}{P_S + P_D + P_T} = \frac{24}{75 + 24 + 2} = 0,23.$$

Prin urmare, 23% din puterea absorbită de rețea se consumă în elementele redresoare.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * *Aplications Handbook* 1987—1988, Unitrode.
2. Dan, I., Moseanu, A., *Redresoare cu semiconductoare*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1975,
3. Ciugudean, M., *Proiectarea unor circuite electronice*, Ed. Facla, Timişoara, 1983.
4. * * * *Switched-mode power supply*, *Third edition*, MBLE, 1982.
5. Chryssis, G., *High frequency switching power supply*, Mc Graw Hill Book Co., 1984.
6. Hnatek, E. R., *Design solid state power supplies*, 2nd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, 1981.
7. Popescu, V., *Electronică industrială*, vol I, 1983, Institutul Politehnic „Traian Vuia" Timişoara.
8. Pressman, A. I., *Switching and linear power supply ; power converter design*, Hayden, Rochelle Park, N. J., 1977.
9. * * * *Feroxcube for power, audio/video and acceleators*, Philips, 1986, Data handbook.
10. Mityco, G., Ciucă, M., *Alimentarea radioreceptoarelor şi televizoarelor*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1970.

CIRCUITE PENTRU COMANDA ELEMENTULUI DE PUTERE ÎN COMUTAȚIE

6.1. INTRODUCERE

Majoritatea surselor de putere în comutație au în componența lor circuite electronice la ieșirea cărora tensiunea este modulată în durată. Utilizînd procedeul de modulație în durată (MD) se poate modifica timpul de conducție al tranzistoarelor de putere ce îndeplinesc funcția de comutator și, prin urmare, se poate modifica valoarea medie a tensiunii de ieșire. Acest procedeu se pretează la realizarea unei surse în comutație cu buclă de reglare, pentru că permite creșterea stabilității tensiunii de ieșire, asigură independența tensiunii de ieșire față de variațiile tensiunii de intrare, față de temperatura etc.

În ultimul timp au fost concepute numeroase tipuri de circuite integrate care folosesc MD și care includ toate cerințele și funcțiile ce trebuie să le asigure o sursă în comutație. În acest capitol se vor prezenta cîteva tipuri de circuite integrate ce se pot implementa în sistemele de control cu MD.

6.2. STRUCTURI DE STABILIZATOARE DE TENSIUNE ÎN COMUTAȚIE

Un stabilizator de tensiune în comutație trebuie să îndeplinească două cerințe:

1) să asigure o tensiune continuă, reglabilă la parametrii ceruți de consumator;

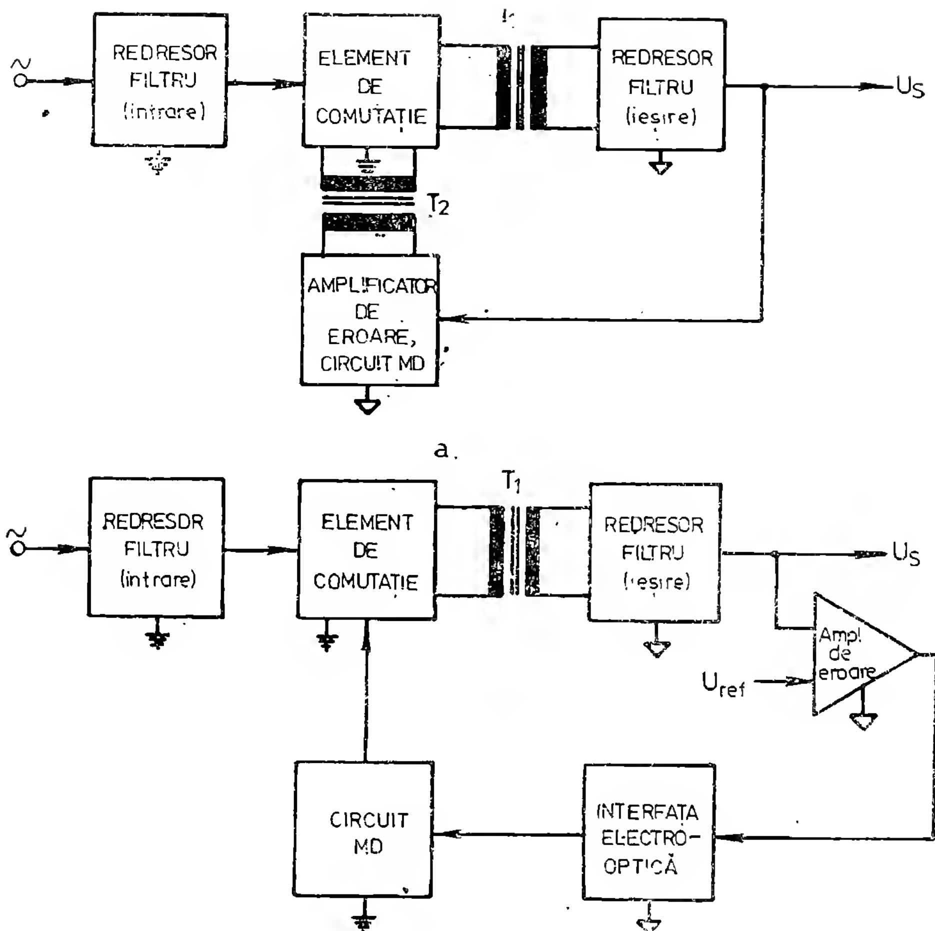


Fig. 6.1. Scheme bloc ale stabilizatoarelor în comutație: a) cu transformator de izolare; b) cu dispozitive electrooptice.

2) să asigure o foarte bună izolare între circuitele de intrare și cele de ieșire pentru a proteja utilizatorul chiar în cazul apariției unor supratensiuni întîmplătoare.

În figura 6.1 se prezintă două scheme bloc în care pot fi recunoscute principalele subansambluri ce intră în componența unui stabilizator în comutație cu izolare față de rețeaua de alimentare. Subansamblurile care sînt conectate în primarul transformatorului de separare T_1 au un potențial de referință diferit de cel al subansamblurilor aflate în secundarul transformatorului T_1. Aceste scheme bloc pot fi folosite ca structuri de bază la proiectarea tuturor tipurilor de surse în comutație: flyback, forward, semipunte sau punte.

În schema bloc din figura 6.1, *a*, amplificatorul de eroare, circuitul *MD* au același potențial de referință cu redresorul de la ieșire. Transformatorul T_2 se folosește pentru comanda în bază a tranzistoarelor de putere și totodată pentru separarea circuitului bazelor de celelalte subansamble. În figura 6.1, *b*, circuitul *MD* are același potențial de referință ca tranzistoarele de putere și ca redresoarele de la intrare. Separarea între circuitul de sarcină și circuitul *MD* se face prin optocuploare.

Ambele soluții asigură o foarte bună izolare între cele două secțiuni ale stabilizatorului : intrarea și ieșirea. Alegerea unei soluții, în defavoarea celeilalte, la proiectare se bazează pe considerente economice. În general, soluția din figura 6.1, *a* poate fi folosită la proiectarea oricărui tip de sursă, în timp ce varianta din figura 6.1, *b* este mai mult utilizată la sursele de tip „flyback" și „forward".

6.3. CIRCUITE MODULATOARE ÎN DURATĂ FOLOSITE ÎN PROIECTAREA STABILIZATOARELOR ÎN COMUTAȚIE

Există o mare varietate de circuite de comutație care pot fi utilizate în construcția unui stabilizator de tensiune continuă în comutație. Cel mai simplu circuit și totodată foarte răspîndit este circuitul care generezaă un semnal rectangular de frecvență fixă, modulat în durată. Forma de undă astfel generată comandă deschiderea sau blocarea unui sau a mai multor tranzistoare de putere.

La început au fost proiectate circuite *MD* cu componente discrete, ulterior s-au obținut circuite integrate specializate care îndeplinesc toate funcțiile și cerințele unui stabilizator performant. În cele ce urmează se vor prezenta cîteva tipuri de circuite modulatoare în durată.

6.3.1. CIRCUIT *MD* CU COMPONENTE DISCRETE

Circuitul cu modulare în durată a unui semnal de formă dreptunghiulară este prezentat în figura 6.2, iar figura 6.3 redă principalele forme de undă.

Generatorul de tact realizat cu circuitul βA555 generează o tensiune de formă rectangulară, asimetrică și cu o frecvență, de exemplu 20 kHz. Această tensiune este diferențiată de grupul R_1C_1, pentru a obține o tensiune de formă triunghiulară care este folosită, în mod normal, la blocarea tranzistorului Q_1. Impulsurile din colectorul lui Q_1 sînt inversate de tranzistorul Q_2 pentru a putea fi folosite la comanda etajului format din tranzistoarele Q_3 și Q_4, etaj caracterizat prin o impedanță de ieșire mică.

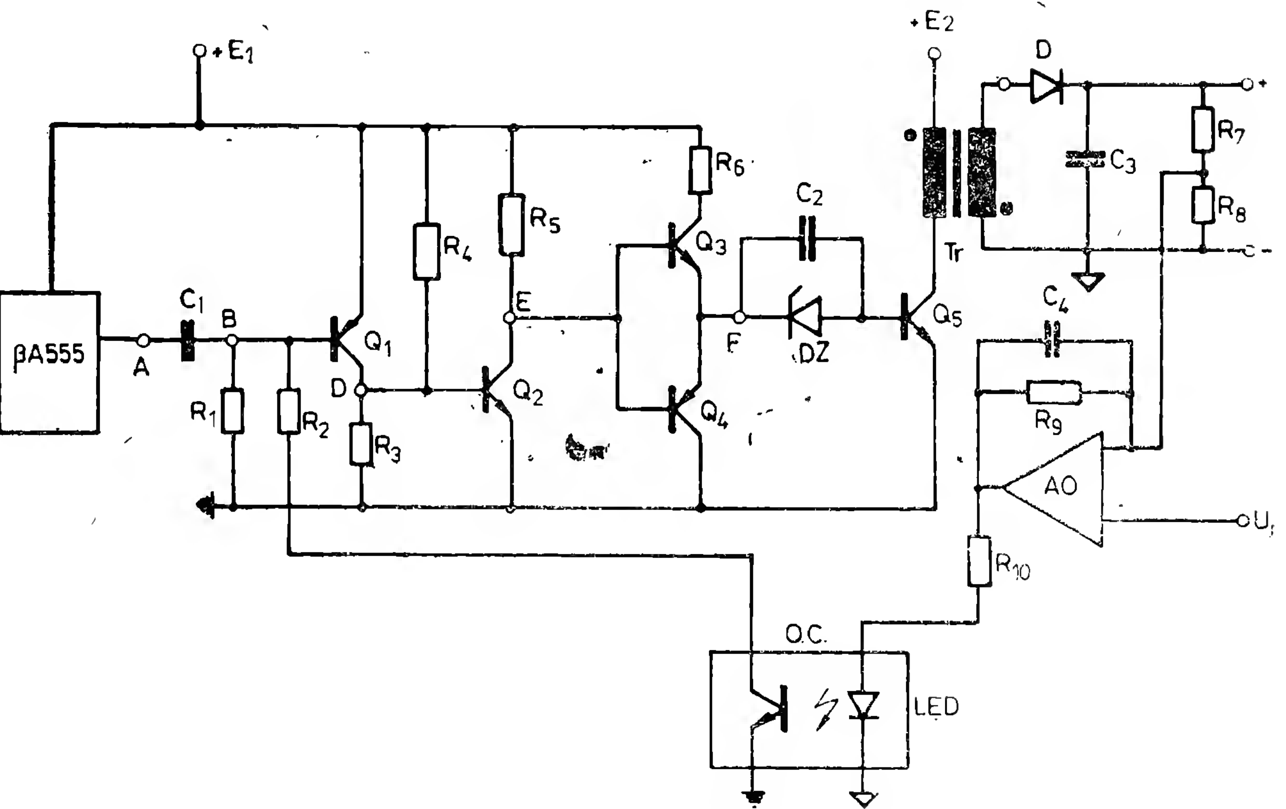


Fig. 6.2. Circuit *MD* pentru comanda unei surse „flyback".

Tensiunea din emitorul lui Q_3 este folosită pentru comanda tranzistorului de putere Q_5. Prin transformatorul T_r se transferă circuitului de ieșire un impuls cu o anumită durată și amplitudine. Tensiunea redresată de dioda D este filtrată de capacitatea C_3.

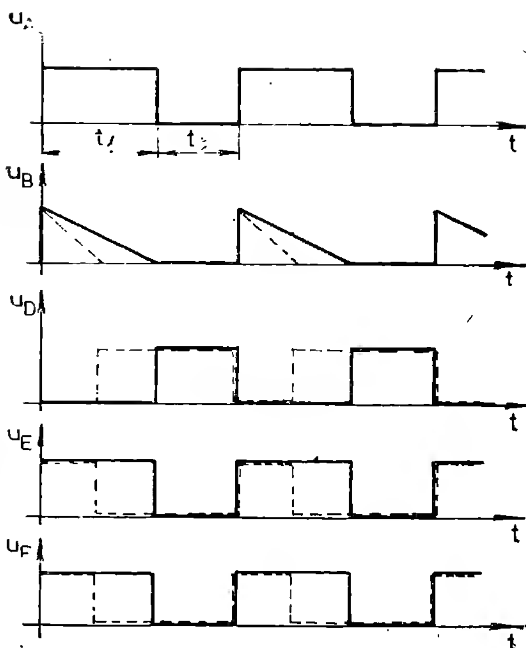


Fig. 6.3. Formele de undă asociate circuitului din figura 6.2.

Bucla de reglare conține amplificatorul operațional $A.O.$ și optocuplorul $O.C.$ O fracțiune din tensiunea de ieșire, culeasă de pe divizorul R_7, R_8, este comparată cu tensiunea de prescriere U_p, de la intrarea amplificatorului operațional. Orice schimbare produsă în tensiunea de ieșire, datorată circuitului de sarcină sau tensiunii rețelei, este preluată de amplificatorul de eroare, care la rîndul său comandă optocuplorul modulîndu-i intensitatea luminoasă și forțînd conducția mai mult sau mai puțin intensă a fototranzistorului. Acesta modifică forma semnalului în baza lui Q_1, care apoi, la rîndul său modifică conducția tranzistoarelor Q_2, Q_3, Q_4 și Q_5. În acest fel se obține o modificare a duratei impulsului tensiunii din secundarul transformatorului T_r și prin urmare, valoarea medie a tensiunii U_s.

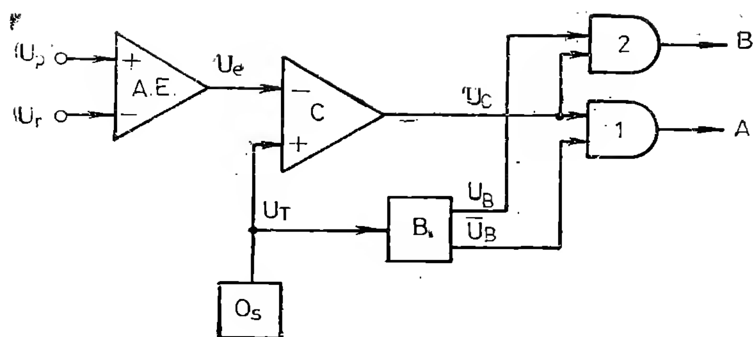
Acest tip de circuit poate fi folosit și pentru comanda a două tranzistoare de putere. În acest caz în colectorul lui Q_3, trebuie intercalat un etaj care să furnizeze simultan, sau pe rînd, impulsurile pentru comanda tranzistoarelor de putere.

6.3.2. CIRCUITE INTEGRATE CU *MD*

În ultimii ani au fost realizate o serie de circuite integrate, care conțin într-o singură capsulă toate funcțiilor necesare pentru a realiza un stabilizator de putere în comutație, cu modulație în durată.

În figura 6.4, *a* se prezintă schema bloc a unui circuit integrat cu *MD*, iar în figura 6.4, *b* principalele forme de undă ce îi caracterizează funcționarea.

Funcționarea unui astfel de circuit este următoarea. Un amplificator de eroare *AE* compară semnalul de reacție U_r de la ieșirea sursei cu o tensiune de prescriere U_p. Tensiunea de eroare U_e se aplică la intrarea unui comparator *C*. La cealaltă intrare a comparatorului acționează o tensiune



a.

b.

Fig. 6.4. a) Structura unui circuit integrat cu *MD*; b) Formele de undă aferente.

liniar variabilă de frecvență fixă produsă de oscilatorul O_s. Tensiunea liniar variabilă comandă și bistabilul B. Cele două niveluri de tensiune de la bistabil împreună cu semnalul rectangular dat de comparator comandă două porți *SI*.

Din diagramele figurii 6.4, *b* rezultă că la ieșirile A și B ale celor două porți se obțin semnale modulate în durată cînd semnalul de eroare U_e își modifică amplitudinea. Cele două semnale A și B sînt apoi trecute prin etaje tampon, nefigurate în desen, pentru a comanda tranzistoarele circuitului de putere.

Prin urmare, un circuit integrat cu *MD* trebuie să conțină un oscilator cu frecvență fixă sau programabilă și un generator de tensiune liniar variabilă. Tensiunea de ieșire trebuie să realizeze un factor de umplere teoretic de la 0 la 1, cu posibilitatea de ajustare a timpilor de blocare ai tranzistoarelor de putere pentru a se evita conducția simultană a acestora.

În ceea ce privește tensiunea de reacție U_r, prin intermediul căreia se modifică gradul de modulație al tensiunii de ieșire, se constată că s-au conturat două direcții de cercetare și producere a circuitelor integrate pentru surse stabilizate de tensiune. Din prima categorie fac parte circuitele integrate a căror tensiune de reacție este proporțională cu tensiunea de la bornele sarcinii. Ca exemplu putem enumera circuitele SG 1524, NE ST60, TL 494, TL594, MC 3420 etc. În a doua categorie intră circuitele integrate la care controlul valorii medii a tensiunii se face prin curent.

În cele ce urmează se vor prezenta cele mai reprezentative circuite integrate folosite în proiectarea surselor în comutație, precum și cîteva aplicații ale acestor circuite.

Circuitul integrat TL 494 [1]

Circuitul TL 494 este un circuit cu *MD*, cu frecvența de oscilație fixă, care înglobează toate blocurile necesare pentru comanda și controlul prin tensiune al unei surse stabilizate în comutație. Figura 6.5, *a* redă schema bloc a circuitului integrat iar figura 6.5, *b* principalele forme de undă. Funcționarea lui este următoarea.

Un generator de tensiune liniar variabilă are frecvența de oscilație fixată prin valorile rezistenței R_T și condensatorului C_T, conectate la pinii 5 și 6. Frecvența tensiunii este dată de relația:

$$f_0 = \frac{1 \cdot 1}{R_T \cdot C_T}. \tag{6.1}$$

Tensiunea de ieșire modulată în durată se obține ca urmare a comparării în blocul comparator a tensiunii liniar variabile cu două tensiuni. Una din tensiuni se aplică la pinul 4 și reprezintă tensiunea de control a timpului dintre două impulsuri triunghiulare consecutive, iar a doua tensiune este furnizată de amplificatoarele de eroare. La intrările 1, 2 și 15, 16 ale celor două amplificatoare de eroare se aplică tensiuni de reacție din circuitul de ieșire al sursei.

La o intrare inversoare a comparatorului este fixat nivelul de 0,12 V, care reprezintă tensiunea minimă de la care începe procesul de comparare. Tensiunea minimă garantează condiția că între două impulsuri consecutive

Fig. 6.5. a) Circuitul TL494; b) Formele de undă.

ce vor comanda un tranzistor de putere există un interval de pauză în care nu se generează impulsuri la ieșirea circuitului integrat. În acest fel se asigură timpul de revenire al tranzistoarelor de putere între două stări de conducție consecutive. Tensiunea este astfel aleasă încît intervalul de timp denumit „dead-time" să reprezinte 4% din durata unui ciclu. Dacă nivelul de tensiune aplicat la pinul de control 13 este zero, rezultă un factor de umplere în tensiunea de ieșire de 96%. Dacă la pinul 13 avem o tensiune de 5 V, factorul de umplere este 48%. Se poate modifica după dorință acest timp, dacă la pinul 4 se conectează o tensiune cuprinsă între 0 și 3,3 V.

Ieșirile amplificatoarelor de eroare sînt trecute printr-un circuit *SA U* la intrarea neinversoare a unui comparator. Cînd condensatorul C_T se descarcă, un impuls pozitiv dat de comparator corespunzător lui „dead-time" basculează bistabilul. În acest fel cheile Q_1 și Q_2 de la ieșire sînt blocate și tranzistoarele de putere nu pot fi comandate.

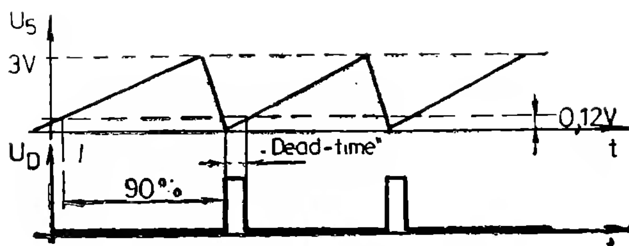


Fig. 6.6. Explicitarea intervalului „dead time".

În fig. 6.6 este ilustrat mai în detaliu acest fenomen.

Relația între tensiunea de control a acestui timp și durata impulsului de la ieșire este necesar să fie liniară.

Amplificatoarele de eroare se caracterizează printr-un cîștig mare. Valoarea minimă a amplificării în buclă deschisă este de 70 dB. Ele asigură un timp de răspuns de 400 ns.

Din formele de undă prezentate în figura 6.5, *b* se observă că în funcție de semnalul de control de la pinul 13 și de modul de variație în timp al semnalului de reacție se obțin în emiterele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 semnale modulate în durată. Dacă se dorește un curent de ieșire mai mare, tranzistoarele Q_1 și Q_2 pot fi puse în paralel. În acest fel frecvența tensiunii de ieșire va fi egală cu frecvența oscilatorului. În caz contrar, frecvența semnalului de la pinii 9 și 10 este jumătate din frecvența de tact impusă de elementele R_T și C_T.

Pinul de control 13 nu trebuie lăsat liber niciodată. El poate fi conectat fie la sursa proprie de referință (pinul 14), fie la masă (pinul 7). Dacă circuitul este folosit pentru comanda unui singur tranzistor de putere, pinul 13 se pune la masă. Dacă se realizează o sursă în contratimp, el trebuie legat la pinul 14.

Pinul 4 la care se poate face controlul intervalului „dead-time" poate fi folosit într-un circuit de protecție la supratensiuni ce pot fi produse de circuitul de intrare al sursei. O astfel de soluție este prezentată în figura 6.7.

Circuitul TL 431 este folosit ca element sesizor. Cînd tensiunea U_i crește și produce la bornele rezistenței R_2 o tensiune mai mare de 2,5 V, circuitul TL 431 intră în conducție. Tranzistorul Q_1 intră și el în conducție și borna 4 este adusă la +5V, situație în care se blochează etajul de ieșire al circuitului TL 494.

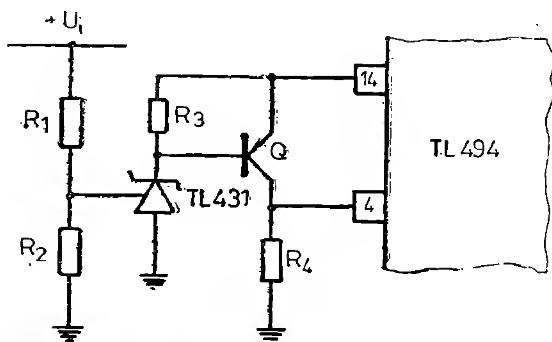


Fig. 6.7. Circuit de protecție la supratensiune.

Fig. 6.8. Sursă cu circuit integrat TL494.

În figura 6.8 se prezintă o aplicație a circuitului TL 494 pentru o sursă stabilizată în comutație, de mică putere, caracterizată prin tensiunea de ieșire 28 V și curentul de sarcină 200 mA.

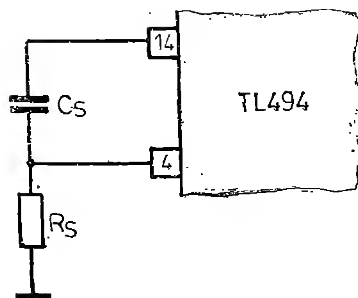


Fig. 6.9. Circuitul „soft-start".

Pentru a evita ca la punerea sub tensiune circuitul TL 494 să genereze impulsuri de comandă false, se recomandă utilizarea unui circuit de întîrziere, care să permită generarea impulsurilor pentru comanda tranzistoarelor de putere după un anumit interval de timp. În acest sens se poate utiliza intrarea „dead-time". Configurația este prezentată în figura 6.9. La conectare condensatorul forțează ca la pinul 4 să apară tensiunea de 5 V, fapt ce blochează ambele ieșiri ale circuitului integrat. Pe măsură ce condensatorul se încarcă prin R_s, lățimea impulsului de ieșire crește pînă cînd bucla de reglare preia funcția de comandă a duratei impulsului de ieșire. Pentru faptul că un astfel de circuit determină o anumită întîrziere în declanșarea impulsurilor pentru comanda etajelor de putere, el a fost denumit și „soft-start circuit".

Circuitul integrat UC 1846

Circuitul integrat UC 1846 face parte din categoria circuitelor integrate la care gradul de modulație al tensiunii de ieșire se controlează printr-o tensiune proporțională cu curentul de sarcină.

În ultimii ani, numeroase lucrări de specialitate, printre care [7, 10, 11], au acordat o atenție deosebită procedeului de control al tensiunii prin curent, punînd în evidență o serie de avantaje în comparație cu controlul prin tensiune. Din aceste avantaje se pot aminti:

— timpul de răspuns al sursei controlate prin curent la perturbații care pot apare atît în circuitele de alimentare cît și în circuitul de sarcină este mic față de o sursă controlată în tensiune;

— în regim static, o sursă care are în componență un circuit integrat de tipul UC 1846 este practic imună la zgomote, iar dacă bucla de reglare mai folosește o mărime de reacție suplimentară, de exemplu un eșantion din tensiunea de pe sarcină, se poate atinge un grad de stabilitate foarte ridicat;

— posibilitatea punerii în paralel a două sau mai multe surse de același tip fără să se altereze stabilitatea întregului ansamblu;

— limitarea curentului prin tranzistoare la valori la care acestea nu se mai pot deteriora, chiar dacă curentul de sarcină depășește limita maximă impusă prin proiectare.

Principiul de funcționare a controlului valorii medii a tensiunii unui stabilizator în comutație este ilustrat în figura 6.10, unde a fost prezentată o sursă de tip „forward".

Tensiunea de ieșire a sursei, împreună cu tensiunea U_1, care este proporțională cu curentul i_1 ce parcurge etajul de putere, sînt folosite ca mărimi de intrare în blocul ce formează impulsurile de comandă, cu parametri

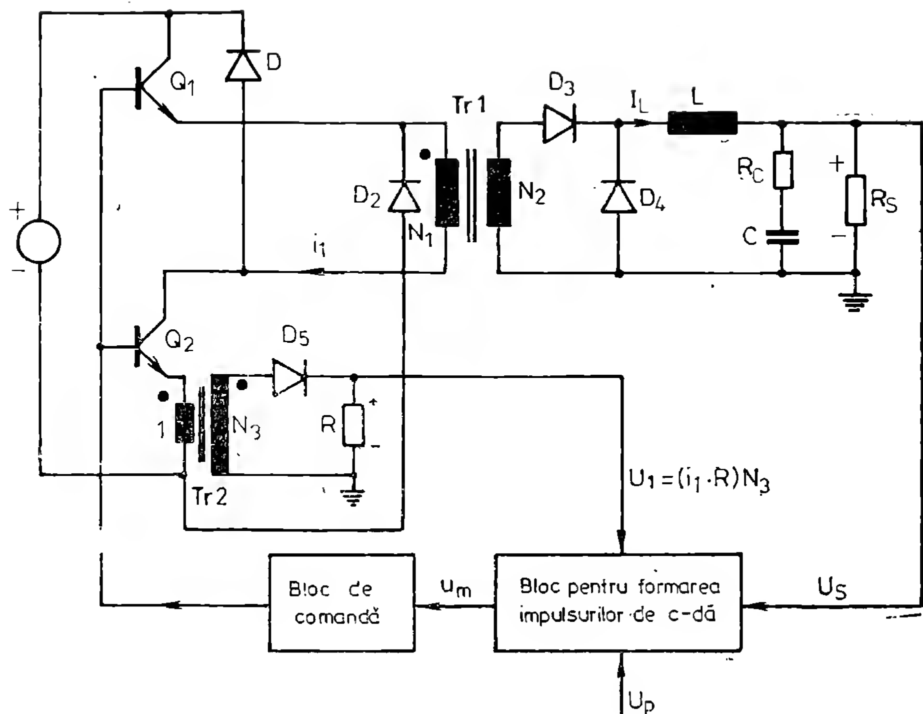


Fig. 6.10. Structura unui stabilizator în comutație cu comandă în curent.

funcție de cele două mărimi de intrare. Dacă presupunem elementele de circuit ideale, cele două variabile reprezintă informații despre starea sursei. Pentru obținerea unei tensiuni proporționale cu curentul există și alte posibilități. În cazul de față s-a folosit un transformator de separare, T_{r2}, care are în primar o spiră, iar în secundar un număr N_3 potrivit ales pentru ca după redresarea tensiunii de către dioda D_5 să rezulte un semnal cu amplitudine suficient de mare.

Blocul pentru formarea impulsurilor de comandă poate avea structura ca în figura 6.11. Tensiunea de pe circuitul de sarcină U_s este comparată cu o tensiune de prescriere U_p. Amplificatorul de eroare, AE, produce la ieșirea sa un nivel de tensiune, care poate fi comparat cu tensiunea U_1, proporțională cu curentul de sarcină. Cînd tensiunea U_1 devine egală cu U_e, se dă comanda pentru bistabilul B de trecere pe zero. Acesta, la rîndul său, prin blocul de comandă blochează cele două tranzistoare și le ține în această stare pînă cînd este inițiat un nou ciclu de către generatorul de tact GT.

Trebuie făcută precizarea că acest proces are loc la o frecvență de tact constantă, lucru care de altfel este cerut de toate tipurile de surse în comutație.

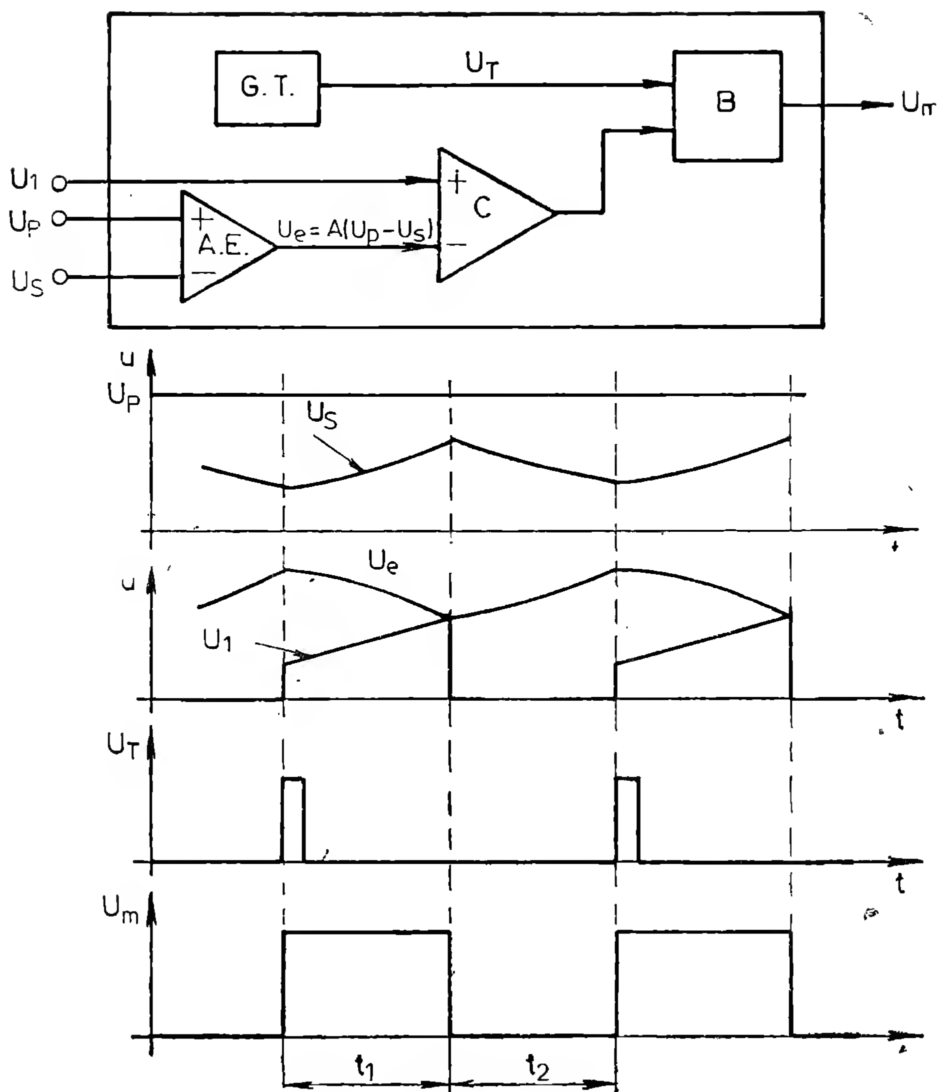


Fig. 6.11. Circuitul de formare al impulsurilor de comandă și formele de undă aferente.

Arhitectura circuitului integrat UC 1846, care are la bază principiul expus mai sus, este prezentată în figura 6.12. Principalele părți componente sînt:

Amplificatorul de eroare

Sesizarea curentului prin tranzistoarele de putere ale sursei sau prin inductivitatea de filtraj se face cu un amplificator diferențial *AC*, cu cîștigul fix de 3 unități. Acest amplificator poate fi folosit în mai multe configu-

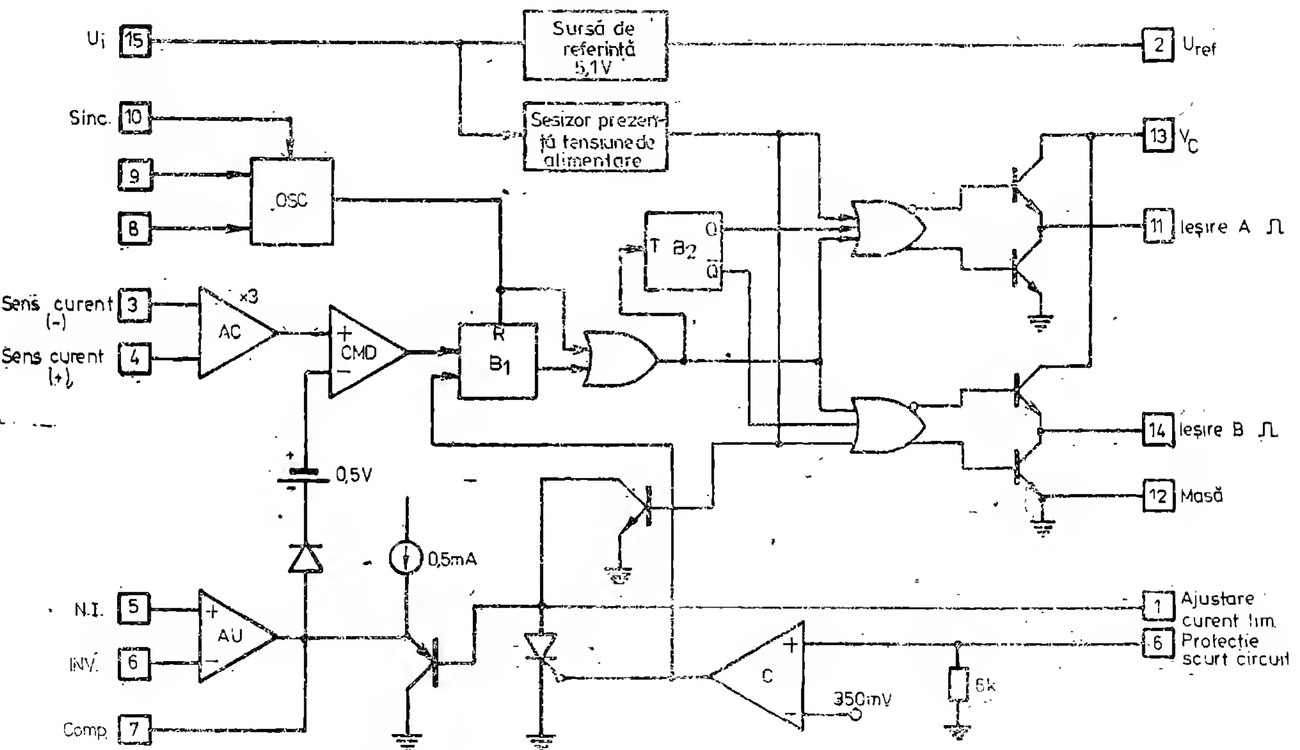


Fig. 6.12. Schema bloc a circuitului integrat UC1846.

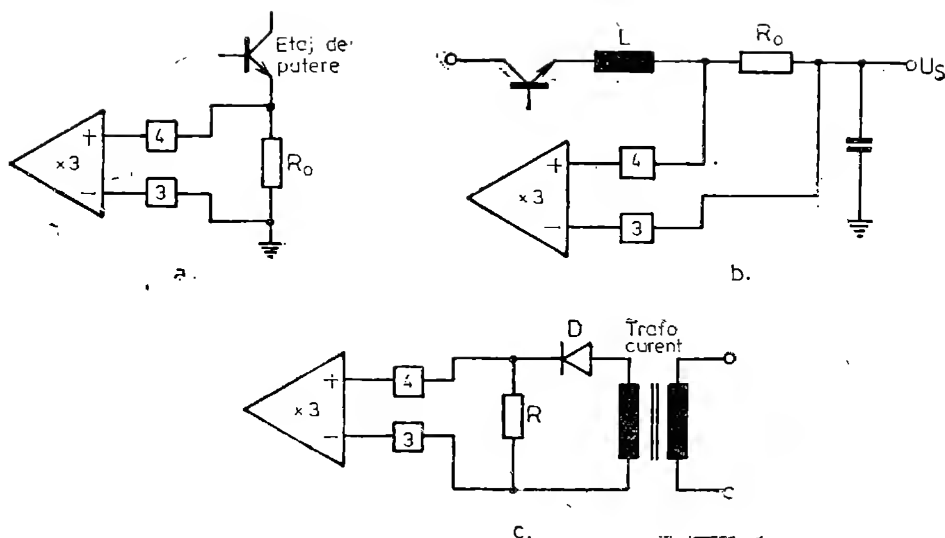


Fig. 6.13. Posibilităţi de obţinere a tensiunii proporţionale cu curentul : a) şi b) cu traductor rezistiv ; c) cu transformator de curent.

raţii pentru a sesiza curentul maxim. Referindu-ne la schema bloc din figura 6.12, nivelul maxim admis la intrarea invertoare a comparatorului cu modularea tensiunii sale de ieşire *(CMD)* este de 3,5 V. Întrucît amplificarea pentru *AC* este de 3, rezultă că la intrarea sa tensiunea diferenţială trebuie să nu depăşească 1,2 V. Figura 6.13 înfăţişează cîteva posibilităţi de obţinere a tensiunii proporţionale cu curentul.

Prin utilizarea unei rezistenţe R_0 ca traductor de curent (fig. 6.13, *a* şi *b*), trebuie avut în vedere ca pe această rezistenţă puterea disipată să fie cît mai mică. În cazul în care se utilizează un transformator de curent se obţine şi o izolare între circuitul de putere şi circuitul integrat (fig. 6.13, *c*). Dacă însă, din motive de spaţiu nu se poate folosi un transfomator de curent, şi utilizăm un traductor de curent rezistiv, trebuie luate măsuri suplimentare de protecţie a amplificatorului de eroare. Astfel cînd tranzistorul de putere din figura 6.13 este adus în conducţie, în rezistenţa R_0 poate să apară un vîrf de curent mare generat de capacităţile parazite ale tranzistorului. Vîrful de curent este adesea suficient de mare şi suficient de lat ca să declanşeze prin intermediul amplificatorului de eroare comparatorul şi în final să genereze o comandă falsă. Este necesar ca în această situaţie să se conecteze un filtru *RC* (fig. 6.14) pentru a reduce aceste vîrfuri la un nivel acceptabil.

Oscilatorul

Generatorul de tact al circuitului UC 1846 este reprezentat în figura 6.15. Rezistenţa R_T şi condensatorul C_T permit obţinerea unei frecvenţe fixe dată de relaţia :

$$f_0 = \frac{2,2}{R_T \cdot C_T}. \tag{6.2}$$

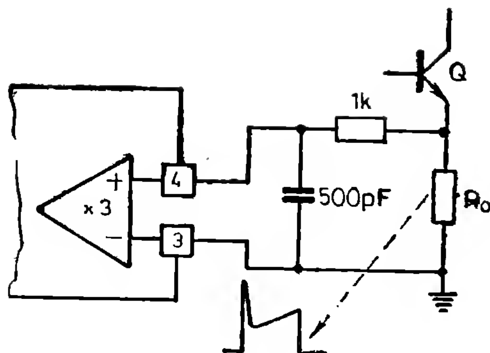


Fig. 6.14. Filtru pentru tensiuni perturbatoare.

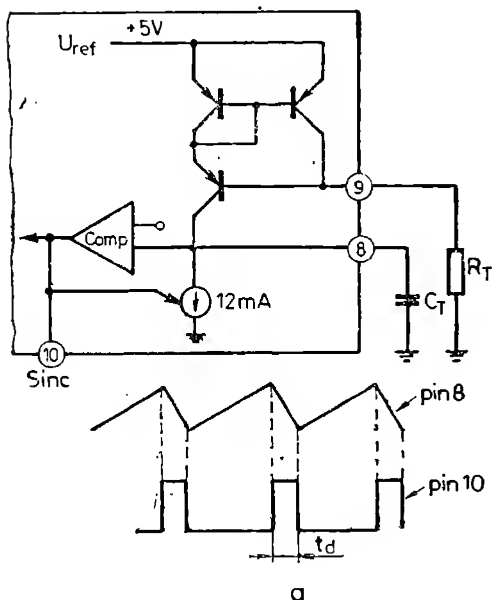


Fig. 6.15. a) Circuitul oscilator; b) Frecvența de oscilație funcție de R_T și C_T.

Diagrama din figura 6.15, *b* se folosește pentru alegerea rezistenței R_T și a condensatorului C_T corespunzător frecvenței de tact impuse.

Oscilatorul mai îndeplinește și următoarea funcție: generează un tren de impulsuri pe durata frontului căzător al tensiunii liniar variabile, care blochează ieșirile pe toată durata frontului căzător. În acest fel se împiedică conducția simultană a celor două tranzistoare din circuitul de putere al sursei. La pinul 10 se obține un impuls cu o durată t_d, cunoscută sub numele „dead-time".

Pinul 10 poate fi folosit și pentru sincronizarea circuitului cu un alt oscilator sau cu altă bază de timp. Pentru aceasta conexiunile se fac conform

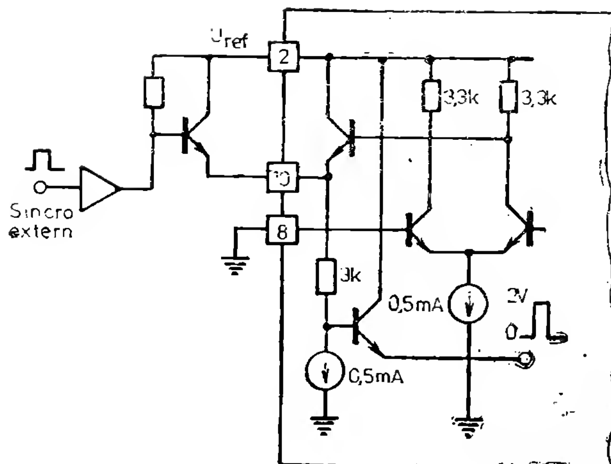


Fig. 6.16. Sincronizarea circuitului UC1846 cu o bază de timp din exterior.

figurii 6.16, iar capacitatea C_T se exclude și pinul 8 se leagă la masă. În acest fel oscilatorul propriu este scos din funcție.

Limitatorul de curent

Una din proprietățile cele mai interesante pe care le are circuitul UC 1846 este aceea de limitare a curentului maxim admisibil prin tranzistoarele de putere.

Limitarea curentului se face printr-un procedeu foarte simplu și constă în limitarea tensiunii amplificatorului *AC* la o valoare maximă. Astfel,

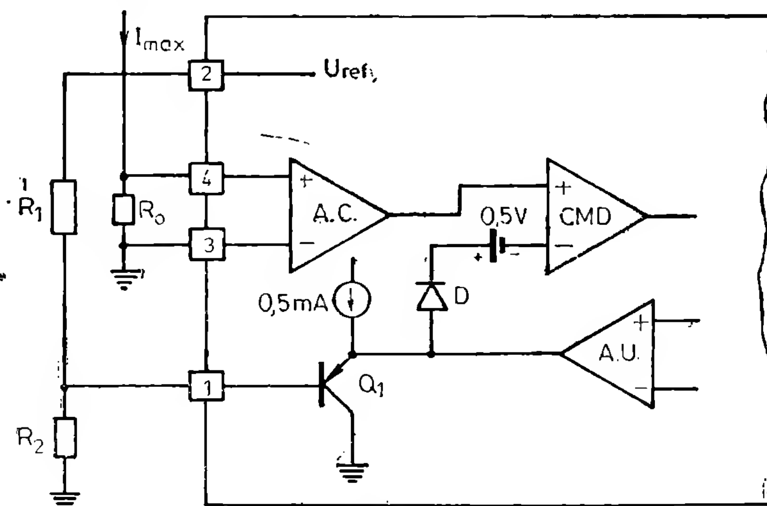


Fig. 6.17. Circuitul de limitare a curentului.

folosind un divizor R_1, R_2, la pinul 1 se poate fixa o anumită tensiune. Dacă căderea de tensiune pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 este egală şi de sens opus cu căderea de tensiune pe dioda D, putem spune că la intrarea (—) a comparatorului va ajunge o tensiune $U_{(-)} = U_{R2} - 0{,}5$ V. Ținînd cont că amplificarea lui AC este de 3 unități, între pinii 3 şi 4 rezultă tensiunea

$$U_{R0} = \frac{U_{R2} - 0{,}2}{3}.$$

Pe baza acestei relații putem exprima ce curent maxim va mai provoca pe traductorul R_0 o cădere de tensiune care să aibă efect asupra comparatorului

$$I_{max} = \frac{\dfrac{U_{ref} \cdot R_2}{R_1 + R_2} - 0{,}5}{3R_0}.$$

De multe ori, dacă la bornele de ieşire se produce un scurt-circuit, curentul prin elementele redresoare şi prin inductivitatea de filtraj poate atinge limite nepermise. Pentru a evita astfel de stări, circuitul UC 1846 este prevăzut cu posibilitatea de a bloca generarea de impulsuri. În figura 6.18 sînt reprezentate elementele care îndeplinesc această funcție. La borna 16 se află conectat divizorul rezistiv, R_3 şi R_4, parcurs de curentul de sarcină I_s. La depăşirea unei tensiuni prescrise comparatorul va genera un impuls ce va bloca CMD, iar prin tiristorul T va scurtcircuita rezistența R_2 din circuitul de limitare a curentului.

Circuitul integrat UC 1901

Aşa după cum rezultă din schema bloc a unui stabilizator în comutație (fig. 6.1), mărimea de reacție proporțională cu tensiunea sau curentul de la ieşire trebuie transferată în circuitul de putere, acolo unde elementele

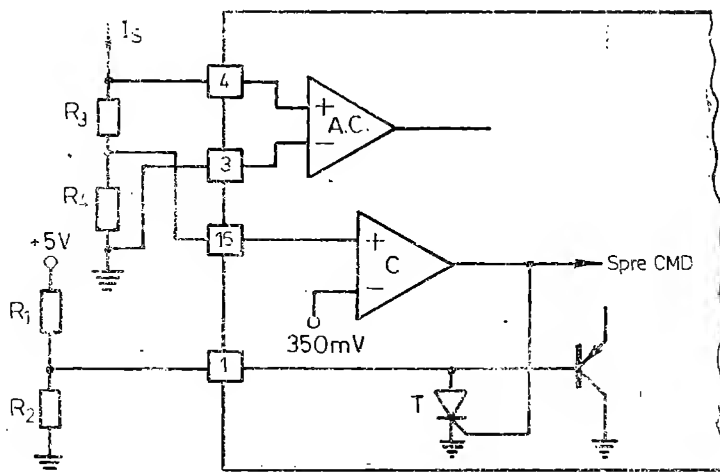


Fig. 6.18. Sesizarea curentului de suprasarcină.

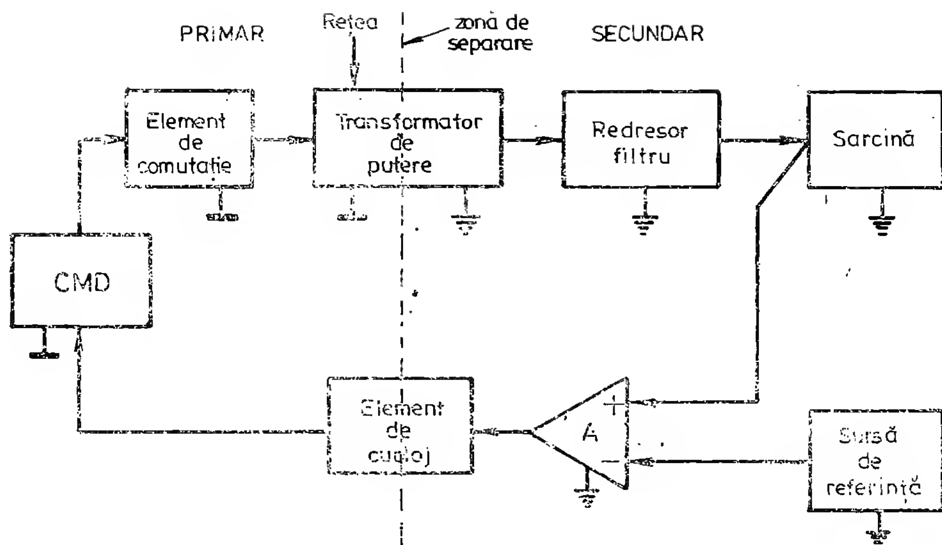


Fig. 6.19. Structura unui stabilizator cu circuit de control acționînd în primarul transformatorului de putere.

de circuit se află la tensiuni mari. Bucla de reacție trebuie, în consecință, să conțină un element izolat pentru protecția consumatorului față de aceste tensiuni. Închiderea buclei de reacție de la ieșirea la intrarea stabilizatorului necesită cunoașterea și precizarea tuturor parametrilor care intră în componența buclei. Trebuie luate în considerare cele mai defavorabile situații în care pot ajunge elementele buclei pentru a putea face determinări asupra stabilității buclei, a vitezei de răspuns etc.

Din schema bloc reprezentată în figura 6.19 se observă că semnalul de reacție trebuie să traverseze elementul care izolează secțiunea de ieșire față de cea de la intrare.

Circuitul integrat UC 1901 a fost conceput să simplifice realizarea buclei de reacție combinînd cu succes sursa de referință a amplificatorului de eroare cu un etaj cu funcție aparte, și anume, modulator în amplitudine.

Pentru a înțelege mai ușor cum funcționează acest circuit integrat, să urmărim o aplicație tipică ilustrată în figura 6.20. Circuitul UC 1901 produce semnalul de reacție pentru un stabilizator în comutație. Ca la orice circuit de reacție, și aici se compară tensiunea dată de divizorul rezistiv R_1, R_2 cu o tensiune fixă, dată de sursa de referință proprie de 1,5 V. Semnalul de eroare amplificat se aplică la intrarea unui modulator în amplitudine. La cealaltă intrare sosește un semnal rectangular de frecvență 5 MHz generat de oscilatorul propriu. Modulatorul combină cele 2 semnale producînd la ieșirea sa un semnal rectangular a cărui amplitudine este direct

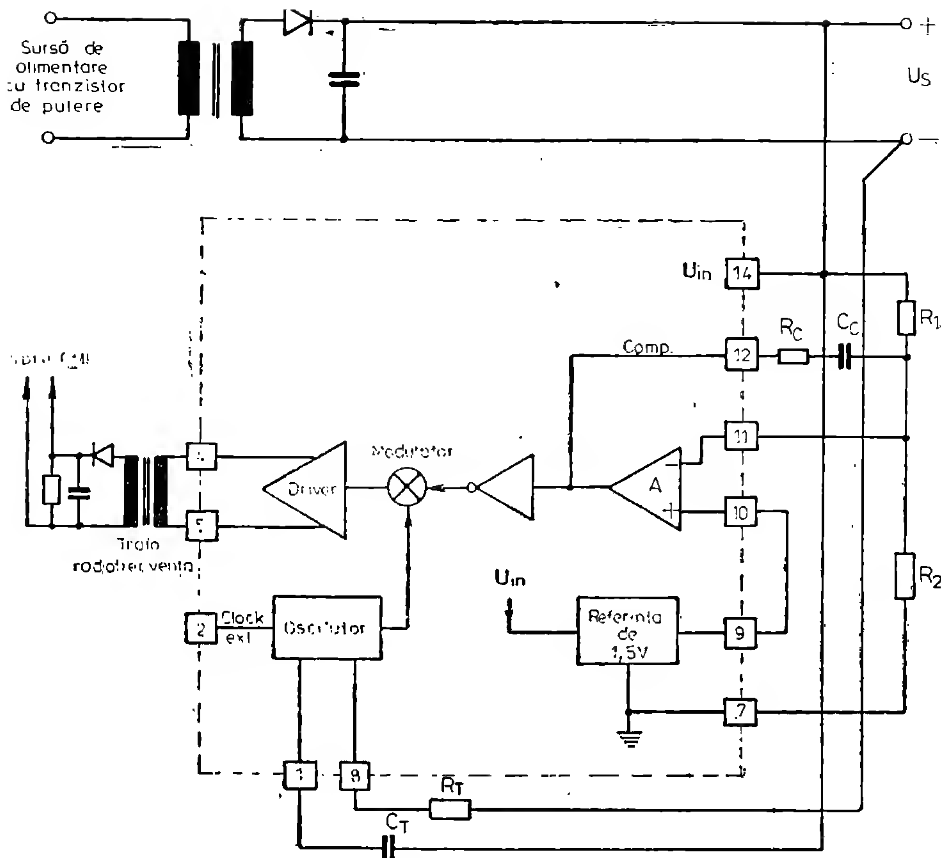


Fig. 6.20. Schema bloc a circuitului UC1901.

proporțională cu semnalul de eroare. Acest semnal este trecut printr-un etaj tampon și se aplică unui transformator la pinii 4 și 5. Deoarece se lucrează la frecvențe înalte, dimensiunea și costul acestui transformator sînt reduse.

În secundarul transformatorului se află un detector de vîrf. Tensiunea rezultată în urma detectării comandă circuitul de formare a impulsurilor ce acționează asupra tranzistoarelor de putere.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * *Linear/switch mode voltage regulator manual,* Motorola Inc., 1983.
2. Burns. W. W., Ohri, A. K., *Improving off-line converter performance with current — mode control,* In Proc. of Powercon 10, B—2, p. 1—17.

3. Holland, B., *A new integrated circuit for current mode controle*, In Proc. of Powercon, 10, C—2, p. 1—7.

4. Froelich, R. J. ş.a., *Design of an 87 percent efficient HVPS using current mode control*, In Proc. of Powercon, 10, H1—1, p. 1—12

5. Chryssis G., *High-frequency switching power supplies*, Mc Graw Hill Book Co, 1984.

6. * * * *Linear and interface circuit applications*, 1986, vol. 1, Texas Instr.

7. * * * *The UC 1524 integrated PWM control circuit provides new performance level for an old standard*, In Application note, Unitrode, 1987—1988, p. 126—137.

8. * * * *Applying the UC 1040 to provide total control for low cost, primary referenced switching power system*, In Application note, Unitrode, 1987—1988, p. 138—147.

9. * * * *The UC 1901 simplifies the problem of isolated feedback in switching regulators*, In Application note, Unitrode, 1987—1988, p. 157—168.

10. * * * *UC 3842 provides low-cost current-mode control*, In Application note, Unitrode, 1987——1988, p. 220—231.

11. * * * *New pulse width modulator chip controls 1 MHz switchers*, In Application note, Unitrode, 1989—1988, p. 280—310.

12. * * * *A simple isolation amplifier using UC 1901*, In Application note, Unitrode, 1987——1988, p. 311—347.

13. * * * *National Semiconductor*, Catalog, 1984.

STABILITATEA SURSELOR ÎN COMUTAȚIE

7.1. INTRODUCERE

Un stabilizator de tensiune continuă în comutație este, în esență, un sistem de reglare în buclă a tensiunii continue ce o furnizează la bornele unui consumator. Fiind vorba de un sistem automat de reglare, se pun și în acest caz problemele legate de stabilitate, în sensul cunoașterii cauzelor ce pot determina apariția fenomenelor de oscilație, și înlăturarea acestora, în toată gama de variație a tensiunii și curentului pentru care a fost proiectat stabilizatorul. Comportarea sursei din punct de vedere al stabilității este dominată de caracteristicile circuitului de reacție.

Ca orice sistem liniar, sursa în comutație este caracterizată printr-o legătură de o anumită formă între mărimea de la intrare și mărimea de la ieșire, precum și printr-un sistem de ecuații diferențiale care oferă o imagine asupra comportării acesteia atunci cînd în funcționare apar perturbații.

În acest capitol vor fi prezentate cîteva considerente generale cu privire la stabilitatea sistemelor cu reacție, se vor analiza aspecte caracteristice cu privire la stabilitatea unei surse în comutație și se vor exemplifica prin calcul probleme de stabilitate.

7.2. REACȚIA NEGATIVĂ ȘI STABILITATEA

Analiza cantitativă și calitativă a fenomenelor ce au loc într-un sistem de reglare în buclă închisă este caracterizată, în general, prin ecuații diferențiale. Deoarece aceste ecuații se exprimă în domeniul timp, ele sînt mai

greu de manipulat atunci cînd se dorește obținerea unor concluzii mai rapide asupra comportării sursei. Aplicîndu-le transformata Laplace, ecuațiile se transformă în domeniul frecvență, ele luînd o formă algebrică mai ușor de rezolvat. În urma rezolvării, revenirea la domeniul timp se face aplicînd transformata Laplace inversă.

Fiind dată funcția $f(t) = 0$, pentru $t < 0$, transformata Laplace se definește astfel:

$$f(s) = \int_0^\infty f(t)e^{-st}dt, \tag{7.1}$$

unde $s = \sigma + j\omega$.

Revenirea la domeniul timp se face astfel:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j}\int_{\sigma-j\omega}^{\sigma+j\omega} f(s)e^{st}ds. \tag{7.2}$$

Folosind transformata Laplace se poate determina funcția de transfer a oricărui circuit ca raportul între mărimea de ieșire și mărimea de intrare. Astfel, un circuit electronic sau un sistem electronic mai complex poate fi caracterizat de funcția sa de transfer $F(s)$:

$$F(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)}, \tag{7.3}$$

unde: $U_2(s)$ este mărimea de ieșire;
$U_1(s)$ — mărimea de intrare.

La orice funcție de transfer de această formă i se asociază un anumit cîștig (o amplificare) și o anumită fază.

În relația de mai sus, rădăcinile ecuației $U_2(s) = 0$ se numesc zerouri, iar rădăcinile ecuației $U_1(s) = 0$ se numesc poli.

Orice stabilizator în comutație poate fi privit ca un sistem de reglare în buclă închisă, a cărui schemă bloc este ilustrată în figura 7.1.

Semnalul de prescriere $U_p(s)$ se compară cu semnalul de reacție $U_r(s)$ rezultînd semnalul de eroare $E(s)$. Funcția de transfer a sistemului în buclă închisă se poate exprima astfel:

$$F(s) = \frac{U_s(s)}{U_p(s)}. \tag{7.4}$$

unde: $U_s(s) = S(s) \cdot E(s)$
$U_r(s) = R(s) \cdot U_s(s)$,

iar

$$E(s) = U_p(s) - U_r(s) = U_p(s) - R(s) \cdot U_s(s).$$

Eliminînd pe $E(s)$ din relațiile de mai sus se obține:

$$U_s(s) = U_p(s) \cdot S(s) - R(s) \cdot U_s(s) \cdot S(s)$$

$$U_s(s)[1 + R(s) \cdot S(s)] = U_p(s) \cdot S(s).$$

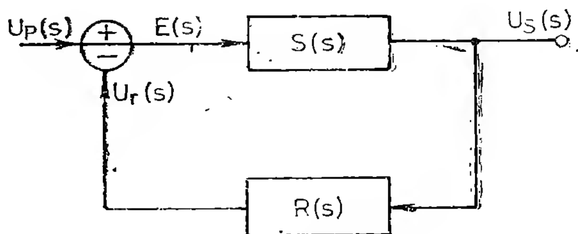


Fig. 7.1. Stabilizatorul în comutație ca sistem de reglare în buclă închisă.

Funcția de transfer a sistemului în buclă închisă va fi:

$$F(s) = \frac{U_s(s)}{U_p(s)} = \frac{S(s)}{1 + R(s) \cdot S(s)}. \tag{7.5}$$

Termenul $S(s)$ se numește cîștigul în buclă deschisă, iar termenul $R(s) \cdot S(s)$ este funcția de transfer în buclă deschisă.

Rezolvînd ecuația:

$$1 + R(s) \cdot S(s) = 0 \tag{7.6}$$

și găsindu-i rădăcinile, se cunosc de fapt polii funcției de transfer în buclă închisă.

Pentru a avea o primă imagine dacă sistemul este stabil sau nu, se poate proceda astfel:

— se trasează pe o diagramă modul de variație în funcție de frecvență a cîștigului în buclă deschisă;

— pe aceeași diagramă se suprapune legea de variație a cîștigului în buclă închisă;

— dacă diferența de pantă a celor două reprezentări grafice este mai mică de 40 dB/decadă (12 dB/octavă), putem aprecia că sistemul este probabil stabil.

Stabilitatea sistemului poate fi apreciată cu mai mare precizie dacă se determină marginea de amplitudine A_m și marginea de fază φ_m. În figura 7.2 se arată modul de determinare a marginii de fază și de amplitudine.

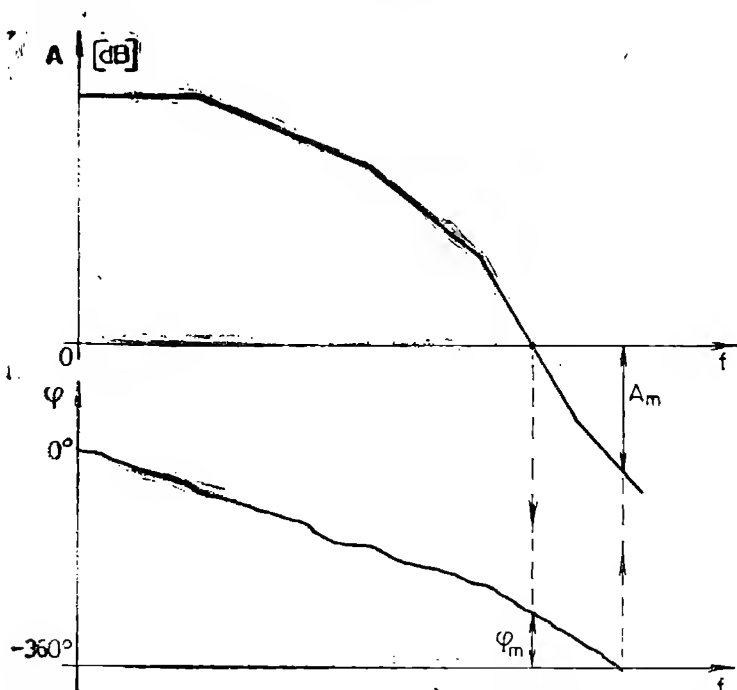


Fig. 7.2. Marginea de fază și amplitudine la un sistem cu reacție.

Avem de a face cu un sistem stabil dacă la punctul de intersecţie al caracteristicii atenuare-frecvenţă, cu dreapta de cîştig unitar, aceasta prezintă o pantă de —20 dB/decadă, iar magirnea de fază este în jur de 45° [1].

7.3. ANALIZA STABILITĂŢII UNEI SURSE ÎN COMUTAŢIE

7.3.1. FUNCŢIA DE TRANSFER A ANSAMBLULUI *CMD*—CIRCUIT DE IEŞIRE

O sursă de tensiune în comutaţie, conform schemei bloc prezentată în figurile 6.1, *a* şi *b*, conţine un etaj de putere, un circuit modulator în durată, un amplificator de eroare, un redresor de putere cu filtrul de tip *LC*. Dacă, ne referim la formele de undă din figura 6.4, *b* ce caracterizează funcţionarea modulatorului în durată, gradul de modulaţie al tensiunii rezultate la ieşire este determinat de momentul comparării a două tensiuni, şi anume: tensiunea liniar variabilă şi tensiunea de reacţie. Acest grad de modulare corespunde de fapt factorului de umplere α, care în acest caz poate fi definit ca

$$\alpha = \frac{U_e}{U_T}, \tag{7.7}$$

unde:

U_e este tensiunea de comandă a CMD. Această tensiune reprezintă mărimea de intrare a părţii de comandă şi control a sursei;
U_T — tensiunea de formă triunghiulară generată de oscilatorul propriu al sursei.

Funcţia de transfer a sursei trebuie să ţină cont de caracteristicile *CMD*, ale etajului de putere şi ale filtrului de la ieşirea. Pentru o sursă de tip „forward" cu transformator de izolare, „în contratimp" sau „în punte" cîştigul se poate exprima astfel:

$$\frac{U_s}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \alpha, \tag{7.8}$$

unde: U_s este tensiunea de la bornele circuitului de sarcină;
U_i — tensiunea de alimentare furnizată de redresorul de la intrare;
N_2/N_1 — raportul de transformare, corespunzător numărului de spire N_1 din primar şi N_2 în secundar.

Ţinînd cont de relaţia (7.7) avem:

$$\frac{U_s}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_e}{U_T}. \tag{7.9}$$

Cîştigul de tensiune al subansamblelor cuprinse între CMD şi circuitul de ieşire se obţine derivînd relaţia (7.9) în raport cu U_e:

$$\frac{dU_s}{dU_e} = \frac{U_i}{U_T} \cdot \frac{N_2}{N_1}, \qquad (7.10)$$

sau în decibeli:

$$A_u^{dB} = 20 \log\left(\frac{U_i}{U_T} \cdot \frac{N_2}{N_1}\right). \qquad (7.11)$$

În cazul unei surse de tip „flyback" cu transformator avem:

$$\frac{U_s}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_e}{U_T - U_e}. \qquad (7.11)'$$

Cîştigul de tensiune în acest caz este:

$$\frac{dU_s}{dU_e} = \frac{U_i U_T}{(U_T - U_e)^2} \cdot \frac{N_2}{N_1} = \frac{(U_i + U_s)^2}{U_i \cdot U_T^2} \cdot \frac{N_2}{N_1} \qquad (7.12)$$

sau în decibeli:

$$A_{dB}^u = 20 \log \frac{(U_i + U_s)^2}{U_i \cdot U_T^2} \cdot \frac{N_2}{N_1}. \qquad (7.13)$$

În circuitul de ieşire al sursei se află de obicei un filtru de tip LC, caracterizat prin frecvenţa $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ şi panta caracteristicii atenuare frecvenţă de —40 dB/dec. (fig. 7.3).

În aceste condiţii caracteristica atenuare frecvenţă a sistemului în buclă închisă va fi puternic influenţată de filtrul de la ieşire, care poate genera instabilitate pentru sursă, fiindcă este ştiut faptul că pentru ca sistemul să fie stabil, la punctul de intersecţie al caracteristicii cu axa de cîştig unitar (0 dB), panta trebuie să fie de —20 dB/dec.

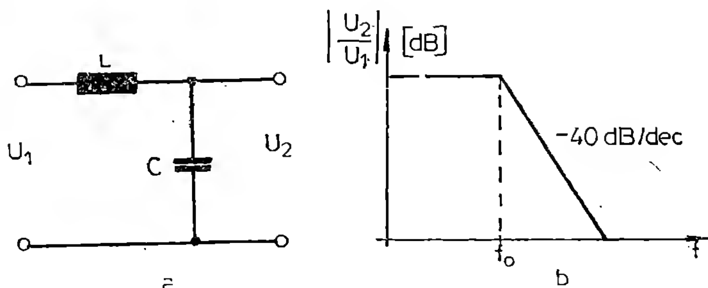


Fig. 7.3. a) Filtru LC; b) Caracteristica atenuare-frecvenţă.

7.3.2. AMPLIFICATOARE DE EROARE. COMPENSĂRI

În prezent, marea majoritate a surselor în comutație utilizează ca amplificatoare de eroare, amplificatoare operaționale integrate. Tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare acționează asupra *CMD* determinînd modularea în durată a semnalului de comandă a etajului de putere. Circuitele de reacție ce însoțesc amplificatorul de eroare trebuie să fie astfel realizate încît să producă modificări asupra caracteristicii atenuare frecvență a întregii surse în așa fel încît să se asigure stabilitatea necesară.

Un amplificator operațional cu bandă de frecvență infinită nu va oscila dacă el are în circuitul de reacție negativă rezistențe ideale. Un amplificator real prezintă o caracteristică atenuare-frecvență care în domeniul 1 Hz — 1 MHz are mai multe puncte de frîngere.

Amplificarea în buclă închisă a structurii prezentate în figura 7.4, *a* este dată de relația:

$$A_{uc} = \frac{A_u}{1 + \beta A_u}, \tag{7.12}$$

iar

$$\beta = \frac{Z_i}{Z_i + Z_r}, \tag{7.13}$$

unde:

A_u este amplificarea de tensiune în buclă deschisă;
β — coeficientul de transfer al rețelei din reacție;
Z_r — impedanța circuitului de reacție;
Z_p — impedanța circuitului conectat la intrarea neinversoare;
Z_i — impedanța de intrare.

În cele mai multe cazuri Z_p este un rezistor sau un rezistor în paralel cu condensator. Dacă $Z_p = Z_r/100$ sau mai mic, la frecvența la care amplificarea în buclă închisă este aproape de unitate, relația (7.13) rămîne ne-

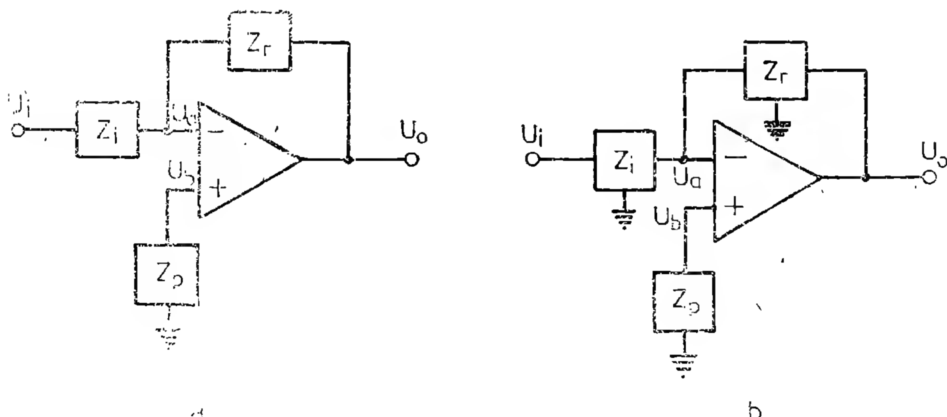


Fig. 7.4. Configurația amplificatorului cu reacție: a) cu două terminale; b) cu trei terminale.

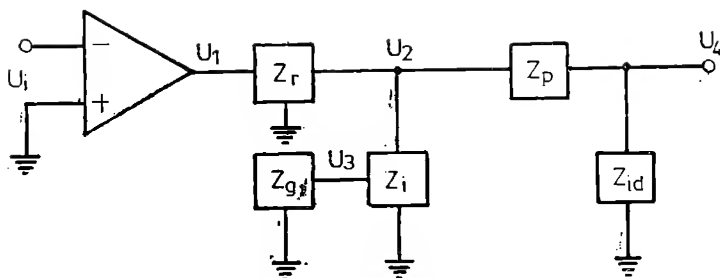


Fig. 7.5. Rearanjarea circuitului din figura 7.4, *a*.

schimbată. Cînd Z_i şi Z_r sînt reţele cu două terminale, iar $Z_p = 0$, β se poate exprima tot printr-o relaţie de forma (7.13).

De cele mai multe ori, Z_i, Z_r şi Z_p sînt reţele cu 3 terminale. Raportul $(U_a - U_b)/U_0$, denumit şi factor de reacţie A_r, se calculează utilizînd reprezentarea ajutătoare din figura 7.5. La intrare se consideră conectat un generator cu impedanţa Z_g. În acest caz factorul de reacţie A_r se reduce la calcularea raportului U_4/U_1. Pentru a calcula mai uşor pe A_r, în figura 7.5 s-a schimbat locul lui Z_{id} cu Z_p, fapt ce nu afectează tensiunea $U_a - U_b$. Se observă că $U_a - U_b$ este o fracţiune $Z_{id}(Z_{id} + Z_p)$ din tensiunea U_a, fracţiune ce rămîne neschimbată dacă Z_{id} şi Z_p îşi schimbă locul în reţea. Cele mai multe amplificatoare operaţionale prezintă un factor de rejecţie de mod comun de 1000 sau chiar mai mult. Dacă Z_{id} şi Z_p îşi schimbă locul, efectul schimbării asupra tensiunii de la ieşirea amplificatorului operaţional este neglijabil, fiind mai uşor de calculat atît tensiunea U_4 cît şi factorul de reacţie A_r.

Pentru a calcula pe A_r, vom considera o reţea de forma celei din figura 7.6, unde Z_r şi Z_i sînt formate din trei rezistoare, iar Z_{id} conţine şi capacitatea de intrare a amplificatorului operaţional ($C = 5$ pF).

Rezistenţele R_1, R_2, R_3 pot fi grupate într-o rezistenţă echivalentă R_r, exprimată prin relaţia:

$$R_r = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \tag{7.14}$$

care este alimentată de la sursă U_1'

$$U_1' = \frac{U_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \tag{7.15}$$

Reţeaua, notată cu Z_i în figura 7.6, *a*, poate fi echivalentă cu o singură rezistenţă R_i de valoare:

$$R_i = R_4 + \frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6} = 20\ \text{k}\Omega. \tag{7.16}$$

Noua configuraţie este prezentată în figura 7.6, *b*.

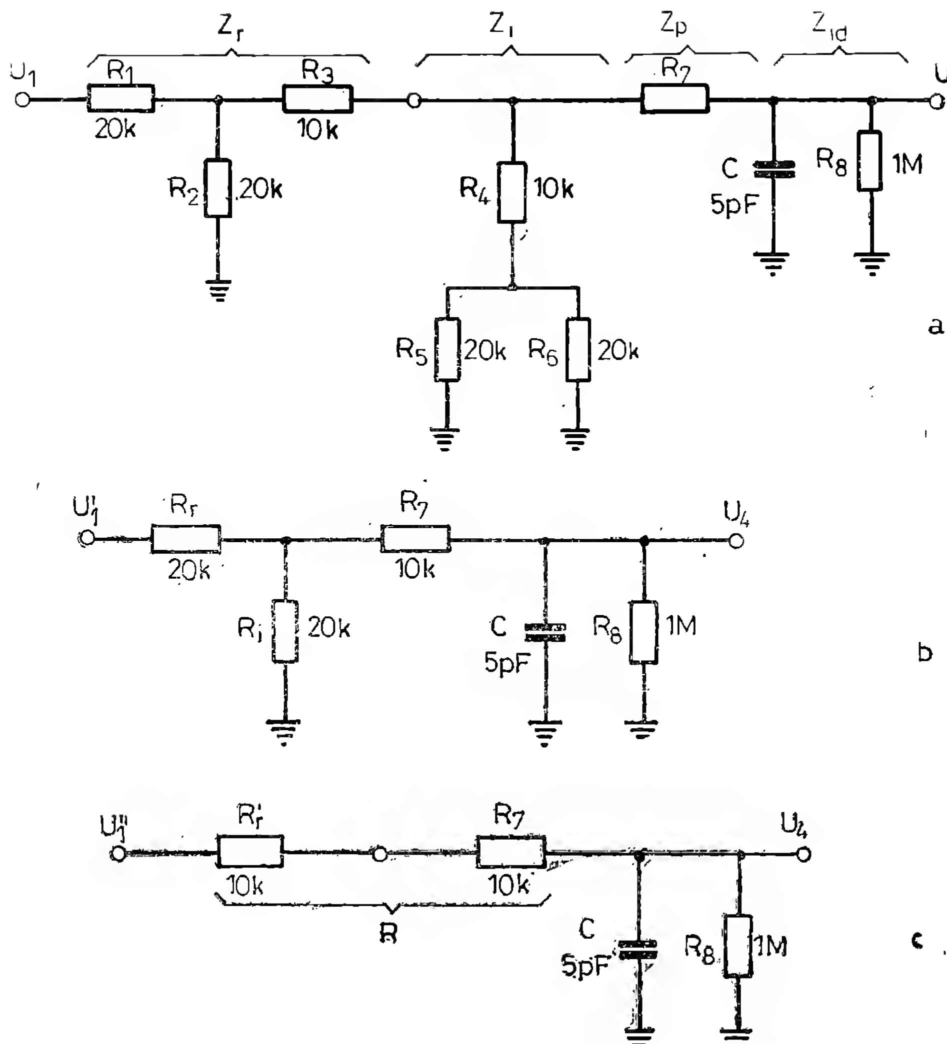


Fig. 7.6. Circuitul de reacție al amplificatorului din figura 7.5 .

În continuare, R_r și R_i pot fi substituite printr-o nouă configurație alimentată de la tensiunea U_1'' (fig. 7.6, *c*)

$$U_1'' = \frac{U_1' \cdot R_i}{R_i + R_r} = \frac{U_1 \cdot R_2 R_i}{(R_1 + R_2)(R_i + R_r)} = 0{,}25\ U_1, \tag{7.17}$$

$$R_r' = \frac{R_i \cdot R_r}{R_i + R_r} = 10\ \text{k}\Omega. \tag{7.18}$$

Pentru această rețea, funcția de transfer se scrie astfel:

$$\frac{U_4}{U_1''} = \frac{1 \cdot CR}{s + [(R + R_8)/CRR_8}, \tag{7.19}$$

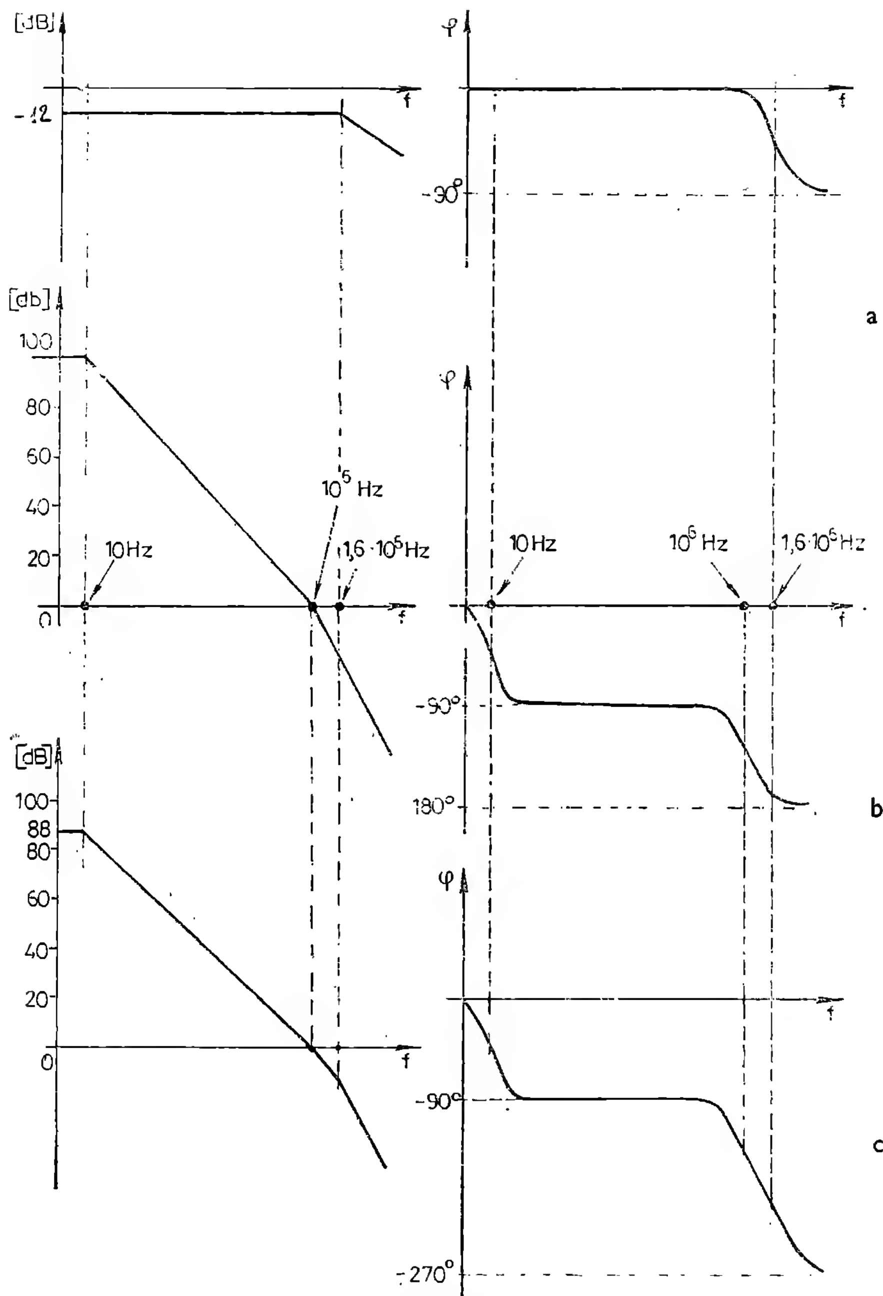


Fig. 7.7. Diagrama Bode pentru rețeaua de reacție (a), amplificatorul operațional (b) și circuitul în buclă închisă (c).

iar factorul de reacție A_r se exprimă :

$$A_r = \frac{U_4}{U_1} = \frac{R_i R_2/CR(R_i + R_r)(R_1 + R_2)}{s + [(R + R_8)/(CRR_8]} = \frac{R_i \cdot R_2/2\pi RC(R_i + R_r)(R_1 + R_2)}{jf + [(R + R_8)/2\pi CRR_8]} . \quad (7.20)$$

Înlocuind valorile indicate în figura 7.6 se obține pentru A_r valoarea :

$$A_r = \frac{4 \cdot 10^5}{jf + 1,6 \cdot 10^6} . \quad (7.21)$$

Caracteristicile atenuare-frecvență și fază frecvență sînt redate în figura 7.7.

Presupunem că amplificatorul are cîștigul în buclă deschisă de 10^5 și are doi poli la frecvența de 10 Hz și 10^6 Hz, iar funcția de transfer a amplificatorului operațional poate fi exprimată prin relația :

$$A_u = \frac{(2\pi)^2 \cdot 10^{12}}{(s + 20\pi)(s + 2\pi \cdot 10^6)} = \frac{10^{12}}{(jf + 10)(jf + 10^6)} . \quad (7.22)$$

Produsul între amplificare fără reacție și factorul de reacție al circuitului de reacție are valoarea :

$$A_r \cdot A_u = \frac{4 \cdot 10^5}{If + 1,6 \cdot 10^{66}} \cdot \frac{10^{12}}{(jf + 10)(jf + 10^8)} . \quad (7.23)$$

Figura 7.7, *b* redă variația cîștigului și fazei funcție de frecvența pentru amplificatorul operațional fără reacție, iar în figura 7.7, *c* este reprezentat produsul $A_r \cdot A_u$. În acest ultim caz, fiecare ordonată corespunde sumei valorilor ordonatelor din figura *a* și *b*.

Acest exemplu pune în evidență posibilitățile determinării marginii de fază și de amplitudine, după care s e poate aprecia stabilitatea amplificatorului operațional folosit în circuitul de reacție al sursei.

În cele ce urmează se vor prezenta, din acest punct de vedere, cîteva tipuri de amplificatoare de eroare, cu circuitele de reacție aferente.

Exemplul 1. Una din cele mai simple soluții pentru circuitele de compensare aferente amplificatorului cu reacție este prezentată în figura 7.8.

Funcția de transfer se exprimă prin relația :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1 + sR\,C}{1 + sC(R_1 + R_2)} , \quad (7.24)$$

care prezintă un pol de frecvența $f_1 = \dfrac{1}{2\pi C(R_1 + R_2)}$ și un zero la frecvența $f_2 = \dfrac{1}{2\pi R_2 C}$.

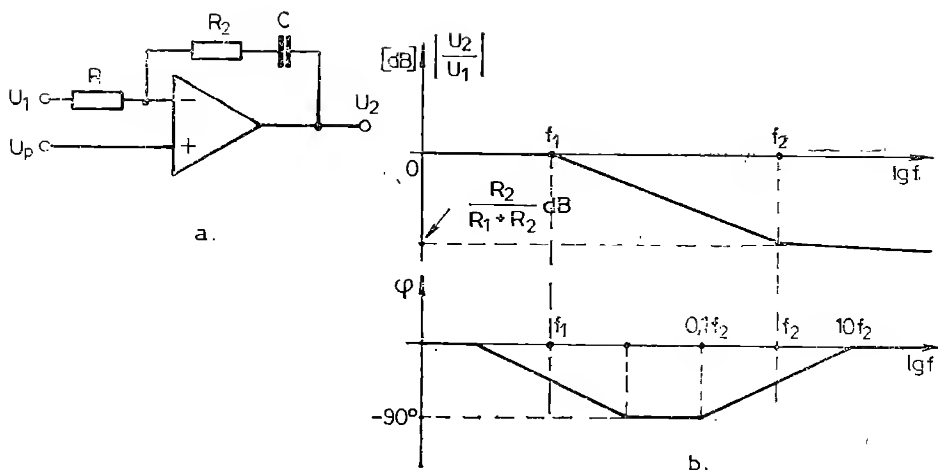


Fig. 7.8. a) Rețeaua de întîrziere-avans; b) Caracteristici Bode.

Exemplul 2. În cazul configurației din figura 7.9 avem următoarea funcție de transfer:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + sCR_1}{1 + s\dfrac{CR_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}. \tag{7.25}$$

Ea prezintă un zero la frecvența $f_1 = \dfrac{1}{2\pi R_1 C}$ și un pol la frecvența $f_2 = \dfrac{1}{2\pi C(R_1 \parallel R_2)}$.

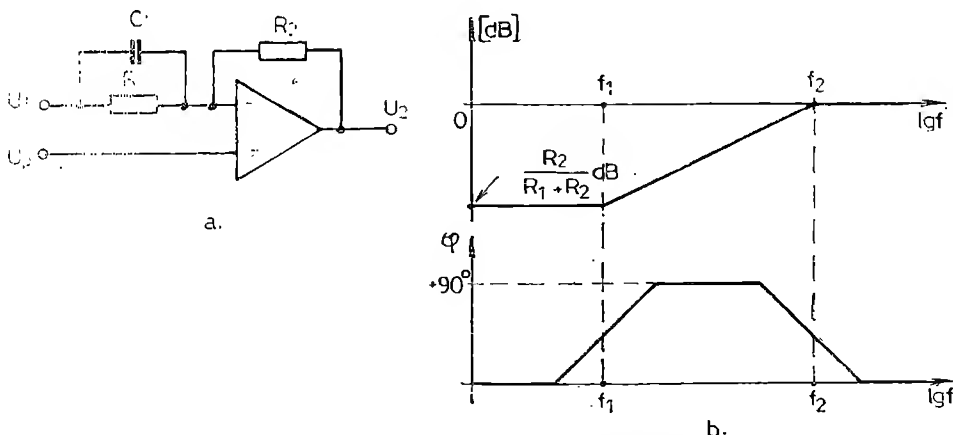


Fig. 7.9. a) Rețeaua de avans a fazei; b) Caracteristici Bode.

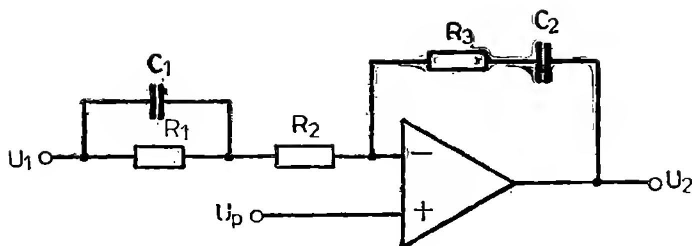


Fig. 7.10. Amplificatorul operațional cu perechi pol-zerouri.

Exemplul 3. Fie structura amplificatorului de eroare cea prezentată în figura 7.10.

Funcția de transfer se poate exprima astfel:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_r}{Z_i} = \frac{R_3 + \dfrac{1}{sC_2}}{R_2 + \dfrac{R_1}{sC_1\left(R_1 + \dfrac{1}{sC_1}\right)}} = \frac{(1 + sR_3C_2)/(sC_2)}{\dfrac{R_2(1 + sR_1C_1) + R_1}{1 + sC_1R_1}} =$$

$$= \frac{(1 + sC_2R_3)(1 + sC_1R_1)}{(sR_1C_2)\left(\dfrac{R_1 + R_2}{R_1} + sR_2C_1\right)}. \tag{7.26}$$

Avînd în vedere că o astfel de funcție de transfer se poate scrie sub forma:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{(\tau_3 s)(\tau_4 s + 1)} \tag{7.27}$$

putem identifica constantele de timp ca fiind:

$$\tau_1 = R_3C_2\,;\ \tau_2 = R_1C_1\,;\ \tau_3 = R_1C_2\,;\ \tau_4 = \frac{R_1R_2C_1}{R_1 + R_2}. \tag{7 28}$$

Frecvențele la care are loc frîngerea caracteristicii atenuare-frecvență sînt:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1C_1}\,;\ f_2 = \frac{1}{2\pi R_3C_2}\,;\ f_3 = \frac{R_1 + R_2}{2\pi R_2R_1C_1}. \tag{7.29}$$

Amplificarea la frecvențele înalte este dată de rezistențele R_2 și R_3, adică:

$$A_{u2} = \frac{R_3}{R_2}, \tag{7.30}$$

iar la frecvențe joase este

$$A_{u1} = \frac{R_3}{R_1 + R_2}. \tag{7.31}$$

Frecvențele de tăiere se impun astfel ca să avem o caracteristică atenuare-frecvență ce să asigure stabilitatea dorită. Din relațiile de mai sus, în

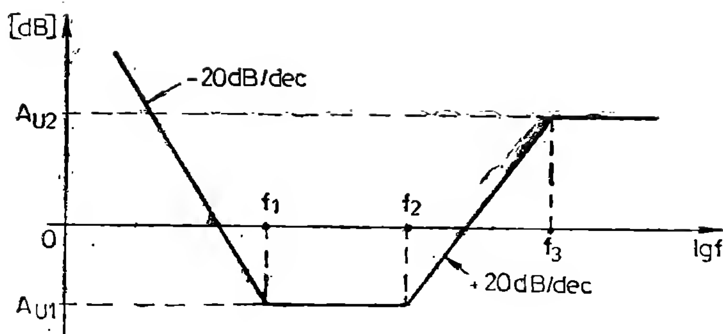


Fig. 7.11. Caracteristici Bode pentru rețeaua din figura 7.10.

funcție de valorile impuse amplificărilor, se pot calcula rezistoarele și condensatoarele ce intră în componența amplificatorului.

Figura 7.11 redă caracteristica atenuare-frecvență.

Un astfel de amplificator de eroare se folosește la proiectarea surselor în comutație, deoarece permite relativ ușor obținerea unei caracteristici atenuare-frecvență cu pantă de -20 dB/dec în intersecția axei de cîștig unitar.

Exemplul 4. Configurația prezentată în figură introduce un pol și un zero, iar între ele caracteristica de atenuare prezintă o regiune de cîștig constant. Această zonă poate fi folosită pentru corecție în vederea obținerii intersecției caracteristicii globale cu axa de cîștig unitar la frecvența dorită.

Amplificarea de tensiune este dată de raportul rezistențelor, adică

$$A_u = \frac{R_2}{R_1}$$

iar frecvențele de tăiere sînt:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, \tag{7.33}$$

$$f_2 \cong \frac{1}{2\pi R_2 C_2}. \tag{7.34}$$

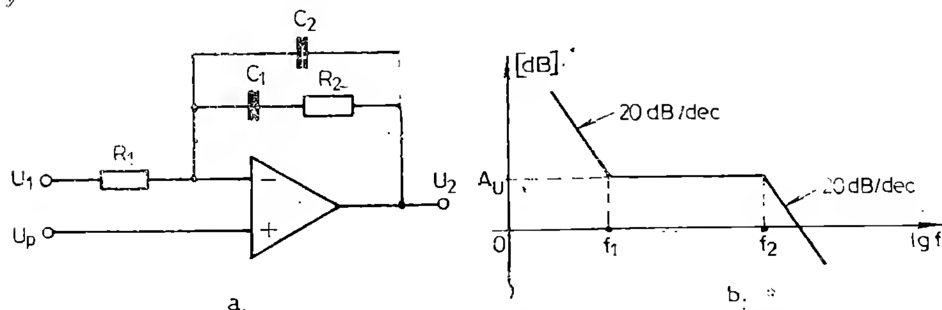
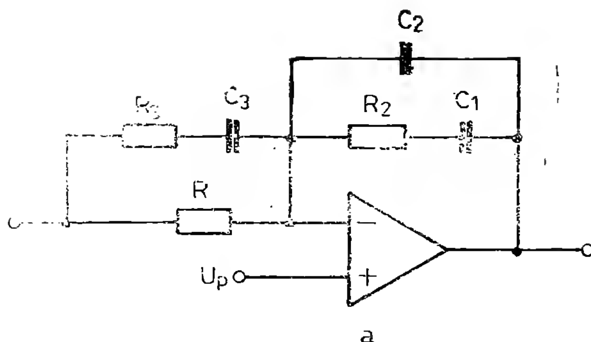


Fig. 7.12. a) Amplificator cu reacție cu pereche pol-zero; b) Caracteristică Bode.



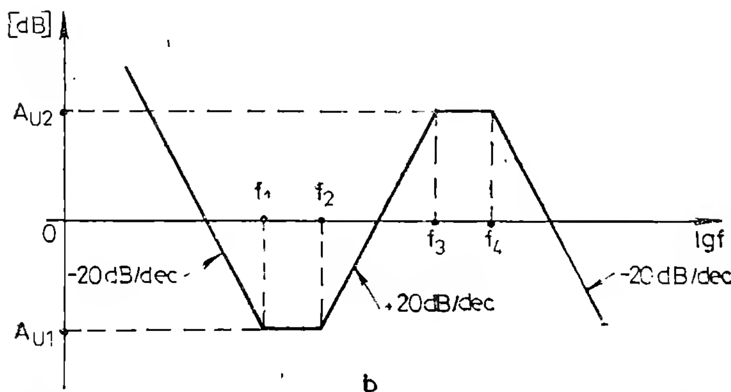


Fig. 7.13. a) Amplificator cu reacţie cu două perechi de pol-zerouri; b) Caracteristica atenuare-frecvenţă.

Amplificatorul operaţional în această configuraţie oferă sursei în comutaţie un timp de răspuns foarte mic atunci cînd apar modificări ale curentului de sarcină în limite largi.

Exemplul 5. Structura prezentată în figura 7.13, deşi pare mai complicată, este caracterizată printr-un timp de răspuns foarte scurt [11]. În reţea s-au creat două perechi de pol-zerouri pentru a se obţine o zonă în caracteristica atenuare-frecvenţă cu pantă atît de -20 dB/dec, cît şi cu $+20$ dB/dec, la un defazaj de $+90°$. Amplificările de tensiune se pot exprima după cum urmează:

$$A_{u1} = \frac{R_2}{R_1}, \tag{7.35}$$

$$A_{u2} = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \cong \frac{R_2}{R_3}, \tag{7.36}$$

iar frecvenţele de tăiere sînt:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, \tag{7.37}$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \cong \frac{1}{2\pi R_1 C_3}, \quad (7.38)$$

$$f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}, \quad (7.39)$$

$$f_4 = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \cong \frac{1}{2\pi R_2 C_2}. \quad (7.40)$$

Dacă circuitul din figura 7.13, *a* este folosit ca element de compensare pentru corecția caracteristicii atenuare-frecvență globale a sursei, atunci este de preferat ca această caracteristică să intersecteze axa de cîștig unitar între frecvențele f_2 și f_3.

7.4. APLICAȚII

A.7.1. Să se analizeze din punct de vedere al stabilității o sursă de tensiune în comutație în montaj „semipunte", la care se cunosc următoarele mărimi:

— tensiunea de alimentare $U_i = 200$ V $(+10\%, \ -15\%)$;
— frecvența de lucru $f = 20$ kHz;
— filtrul de la ieșire este tip LC cu frecvența de tăiere la 1 kHz;
— raportul de transformare, $N_1/N_2 = 15$.

Să se aleagă și să se proiecteze circuitul de reacție al amplificatorului de erorare astfel încît să se asigure stabilitatea sursei la variații ale tensiunii de alimentare în limitele stabilite în enunț și să se traseze caracteristica atenuare-frecvență obținută.

Rezolvare. Pentru configurația amplificatorului de eroare se alege structura din figura A.7.1.

Considerăm că circuitul modulator folosit în structura stabilizatorului este TL 494 [12]. Tensiunea sa liniar variabilă, U_T, care se compară cu tensiunea de reacție U_c și care produce modificarea gradului de modulație al tensiunii de ieșire este cuprinsă între 0,5 V și 3,5 V. Cîștigul de tensiune al părții de reacție, conform relației 7.11, este exprimată astfel.:

$$A_u^{dB} = 20 \lg\left(\frac{U_i}{U_T} \cdot \frac{N_2}{N_1}\right),$$

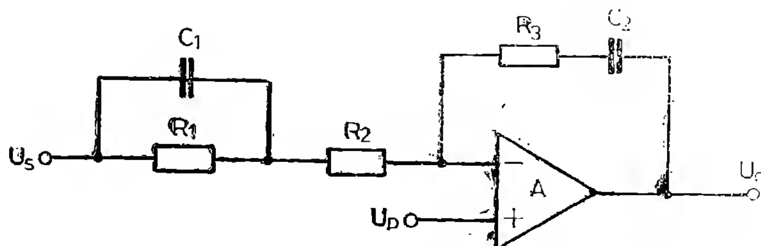


Fig. A.7.1. Structura amplificatorului de eroare.

Pentru tensiunea de intrare considerăm valoarea sa minimă, adică:

$$U_{11\,min} = 200 - \frac{15}{100} \cdot 200 = 170 \text{ V},$$

$$A_u = 20 \lg\left(\frac{170}{3{,}5} \cdot \frac{1}{15}\right) = 10{,}2 \text{ dB}.$$

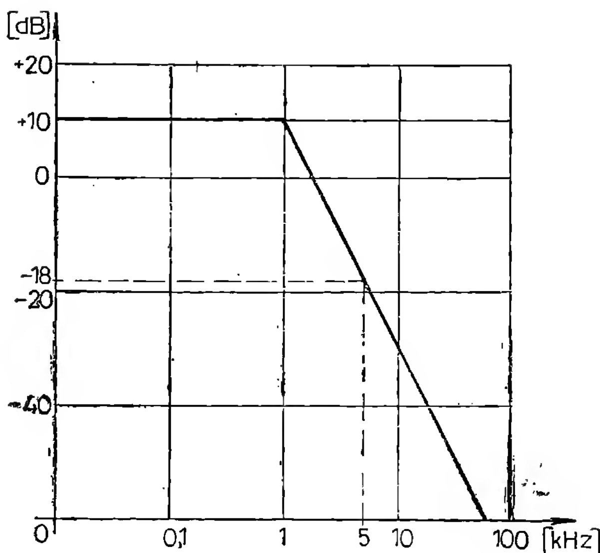


Fig. A.7.2 Caracteristica Bode a filtrului *LC*.

Caracteristica atenuare-frecvență (fig. A.7.2) a sursei fără reacție este influențată de parametrii filtrului *LC* de la ieșire.

La frecvența de 1 kHz caracteristica prezintă o pantă de —40 dB/dec. Frecvența la care caracteristica Bode intersectează axa de cîștig unitar se alege, teoretic, jumătate din frecvența de tact a sursei. În practică, aceasta se estimează a fi cuprinsă între 1 și 1/5 din frecvența de tact. În problemă considerăm $f_0 = 5$ kHz, unde cîștigul este de -18 dB. Pentru ca la această frecvență cîștigul să fie de 0 dB, trebuie utilizată o rețea în circuitul de reacție care să aibă un cîștig de $+18$ dB la $f_0 =$ 5 kHz și de 0 dB la 1 kHz. La frecvența de 1 kHz (fig. A.7.3) avem un dublu-zero, iar la frecvența de 10 kHz un pol. Din diagrama A.7.3 se observă că la $f_1 = f_2 = 1$ kHz, $A_{u1} = 5$ dB (1,77 unități) și la $f_3 =$ 10 kHz $A_{u2} = 25$ dB (17,7 unități).

Alegînd $R_1 = 10$ kΩ, din relațiile (7.31) și (7.30) se definesc amplificările, se obține:

$$A_{u1} = \frac{R_3}{R_1 + R_2}\,; \quad A_{u2} = \frac{R_3}{R_2}\,;$$

$$1{,}7 = \frac{R_3}{10 \cdot 10^3 + R_2}\,;$$

$$17{,}7 = \frac{R_3}{R_2}\,,$$

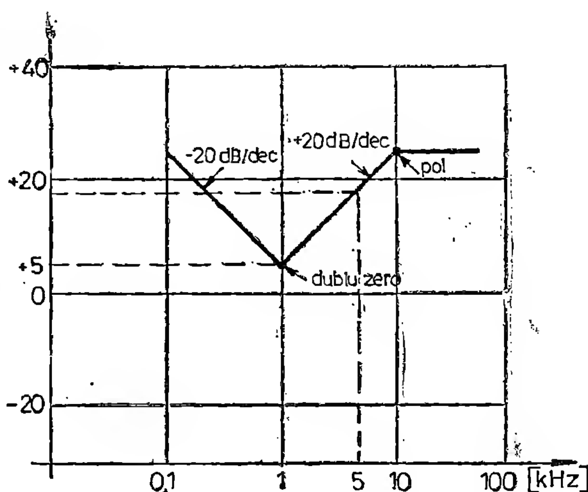


Fig. A.7.3 Caracteristica Bode a circuitului de reacție

de unde:

$$R_3 = 17{,}7\ \mathrm{k\Omega} \text{ și } R_2 = 1\ \mathrm{k\Omega}.$$

Pentru capacități găsim valorile:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 0{,}016\ \mu\mathrm{F},$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_2 R_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 17{,}7 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 0{,}8\ \mathrm{nF}.$$

Cu valorile calculate mai sus, amplificatorul de eroare arată ca în figura A.7.4.

Caracteristica atenuare-frecvență globală este prezentată în figura A.7.5. Ea a rezultat ca urmare a însumării caracteristicilor prezentate în figurile A.7.2 și A.7.3.

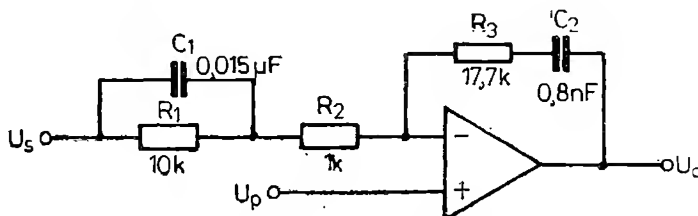


Fig. A.7.4. Amplificatorul de eroare proiectat.

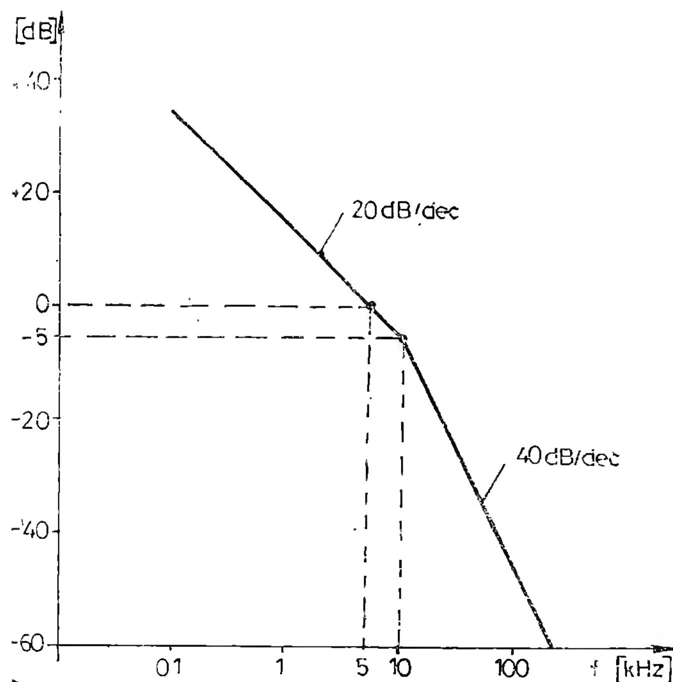


Fig. A.7.5. Caracteristica atenuare-frecvență globală a stabilizatorului.

Se observă că intersecția caracteristicii cu axa de cîștig unitar (0 dB) are loc la frecvența de 5 kHz cu panta de —20 dB/dec. Dacă tensiunea de la intrarea sursei se modifică în limitele precizate în enunț, punctul de intersecție al caracteristicii globale va avea loc, desigur, la o altă frecvență, dar tot cu panta de —20 dB/dec.

A.7.2. Fie o sursă stabilizată în comutație de tip „forward" la care se cunosc următoarele elemente:

— tensiunea de alimentare de la rețea $U_R = 220$ V;
— tensiunea de ieșire $U_s = 5$ V;
— curentul de sarcină $I_s = 10$ A;
— frecvența de tact $f = 40$ kHz;
— circuitul de control utilizat este de tipul UC 1524 [13];
— filtrul de la ieșire conține inductanța $L_f = 10\ \mu$H și capacitatea $C_f = 600\ \mu$F;
— raportul de transformare al transformatorului de putere este $n = 17$.

Se cere să se dimensioneze circuitul de reacție al sursei pentru a asigura stabilitatea necesară în condițiile cînd tensiunea rețelei crește cu 15%.

Rezolvare. Caracteristica atenuare-frecvență a ansamblului format din *CMD*, etajul de putere în comutație și redresorul de la ieșire este influențată de frecvența proprie de oscilație a filtrului format din L_f și C_f. În figura A.7.7 este prezentată caracteristica atenuare-frecvență și fază-frecvență a filtrului.

Circuitul integrat UC 1524 este caracterizat prin faptul că tensiunea liniar variabilă dată de oscilator are amplitudinea cuprinsă între 0 și 2.5 V. Valoarea maximă a tensiunii liniar variabile impune cît trebuie să fie valoarea maximă a tensiunii U_c a amplificatorului de eroare *AE*.

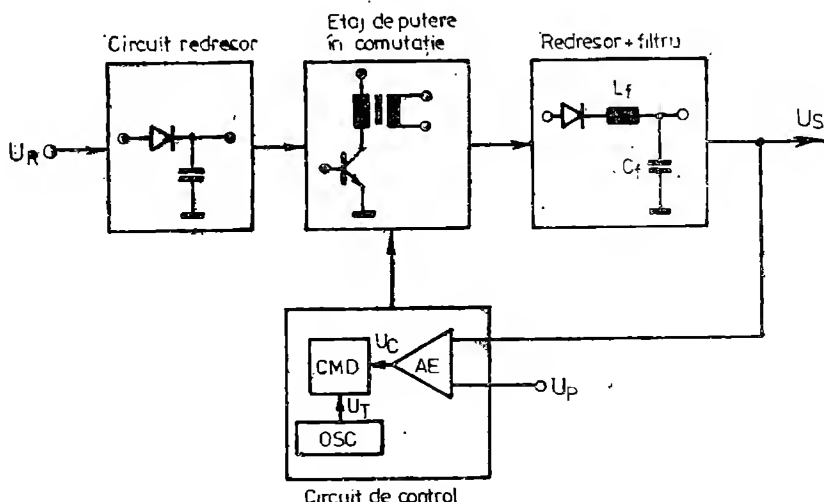


Fig. A.7.6. Schema bloc a unui stabilizator de tip „forward".

Întrucît la sursa de tip „forward" factorul de umplere maxim admisibil este 0,5, înseamnă că:

$$\alpha = 0,5 \cdot \frac{U_c}{U_T} = 0,5 \cdot \frac{U}{2,5} = \frac{U}{5}.$$

Între tensiunea de la ieșire și tensiunea de la intrare, la o sursă „forward", este valabilă relația:

$$U_s = \frac{U_1}{n} \cdot \alpha = \frac{U_1}{n} \cdot \frac{U_c}{5}.$$

Cîștigul la frecvențe joase se obține derivînd în raport cu U_c relația de mai sus:

$$\frac{dU_s}{dU_c} = \frac{U_1}{n} \cdot \frac{1}{5}.$$

Dar $U_1 = \sqrt{2}\left(220 + \frac{15}{100}\,220\right) = 356$ V,

iar

$$\frac{dU_s}{dU_c} = \frac{356}{17 \cdot 45} = 4,18 = 12,42 \text{ dB}.$$

Filtrul de la ieșire este caracterizat de frecvența

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f \cdot C_f}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10 \cdot 10^{-6} \cdot 660 \cdot 10^{-6}}} \cong 2 \text{ kHz}.$$

De la această frecvență, panta caracteristicii este de -20 dB/dec care, coroborată cu un defazaj φ ce tinde către $-180°$, creează posibilitatea apariției oscilațiilor.

Amplificatorul de eroare conținut în circuitul integrat UC 1524, împreună cu circuitul de reacție aferent, trebuie să producă o modificare a pantei caracteristicii atenuare-frecvență astfel încît în locul de intersecție al axei de cîștig unitar să rezulte o pantă de -20 dB/dec. Fie ca această condiție să fie îndeplinită pentru o frecvență egală cu jumătate din frecvența de tact, adică 20 kHz. Din figura A.7.7 se observă că la $f =$ $= 20$ kHz, $A_u = -30$ dB.

Alegem pentru amplificatorul de eroare structura prezentată în figura A.7.8.

Rețeaua din circuitul de reacție al amplificatorului trebuie astfel calculată ca să obținem un zero și un singur pol. Fie ca la dublul-zero să aibă loc la $f = 1$ kHz, iar polul dublu la $f = 20$ kHz.

Amplificarea la frecvențe înalte este dată de rezistențele R_2 și R_3. Alegînd pentru R_2 o valoare de 30 kΩ, din relația (7.36) se obține:

$$A_{u2} = \frac{R_2}{R_3} = 30 \text{ dB} = 31,7,$$

$$R_3 = \frac{30 \cdot 10^3}{31,7} \doteq 946\ \Omega. \quad \text{Alegem } R_3 = 1 \text{ k}\Omega.$$

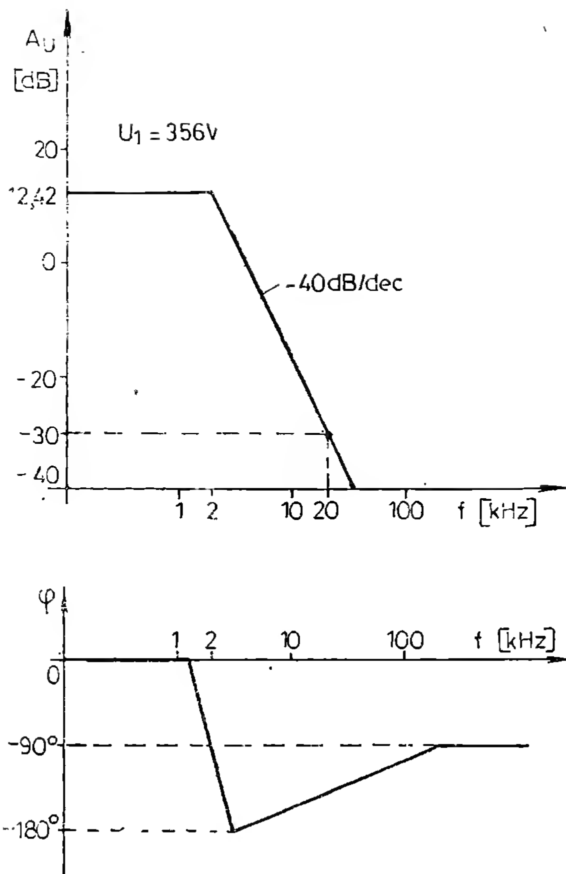


Fig. A.7.7. Caracteristici Bode pentru filtrul de la ieşirea stabilizatorului.

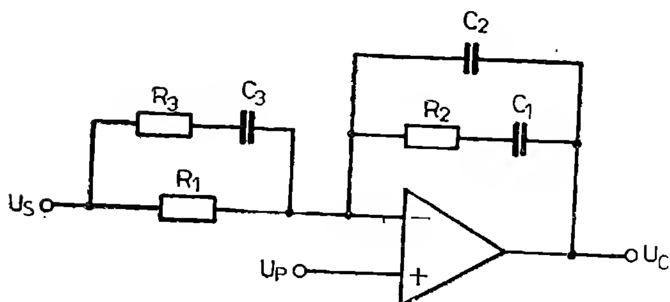


Fig. A.7.8. Amplificatorul de eroare folosit.

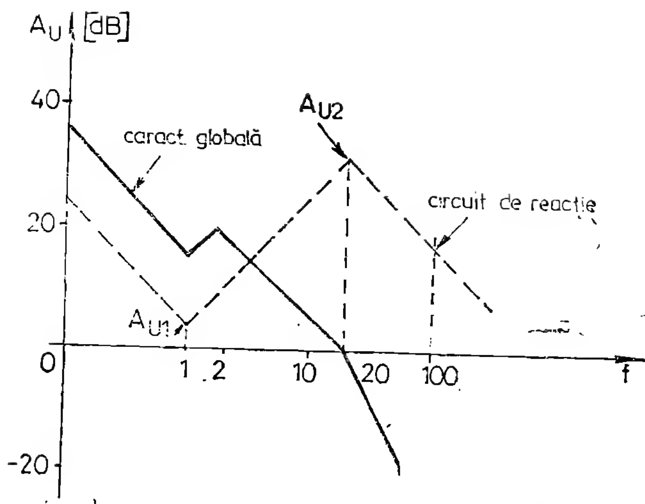


Fig. A.7.9. Caracteristica $A = f(f)$ globală.

Cîștigul la frecvența de 1 kHz se exprimă astfel:

$$A_{u1} = A_{u2} \cdot \frac{1 \text{ kHz}}{20 \text{ kHz}} = 31{,}7 \cdot \frac{1}{20} = 1{,}585 = 4 \text{ dB}.$$

Dar amplificarea la 1 kHz este dată de relația:

$$A_{u1} = \frac{R_2}{R_1},$$

de unde:

$$R_1 = \frac{R_2}{A_{u1}} = \frac{30 \cdot 10^3}{1{,}585} \cong 18 \text{ k}\Omega. \quad \text{Alegem } R_1 = 18 \text{ k}\Omega.$$

Din relațiile 7.37, 7.39, 7.40 se pot determina valorile condensatoarelor

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^3} = 0{,}005 \text{ } \mu\text{F},$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_4 R_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^3} = 0{,}3 \text{ nF},$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_2 R_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^3} = 0{,}008 \text{ } \mu\text{F}.$$

Caracteristica atenuare-frecvență globală este redată în figura A.7.9. Se observă că la $f = 20$ kHz panta caracteristicii este de -20 dB/dec, ceea ce asigură condiția de stabilitate a sursei.

BIBLIOGRAFIE

1. Stout, D. F., *Handbook of operational amplifier*, Circuit design, Mc Graw Hill Book Co., 1976.
2. Manolescu, A., ş.a., *Circuite integrate liniare*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1983.
3. Manolescu, A., *Circuite integrate liniare*, Ed. Ştiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1987.
4. * * * *Linear Databook*, National Semiconductor, 1980.
5. Bulucea, C. ş.a. *Circuite integrate liniare*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1976.
6. Barna. A., *Operational amplifiers*, John Wiley, 1971.
7. Papadache, I., *Automatizări industriale*, Editura Tehnică, Bucureşti, 1978.
8. Giacoletto, L. I., *Electronics designers handbook*, Mc Graw Hill Book Co., 1977.
9. Gasin, J. F., *Filtres actives à aplificatéurs opérationnels*, Manuel d'applications C.I.L., 1977.
10. Venable, D. H., ş.a. *Practical techniques for analyzing, measuring and stabilizing feedback control loops in switching regulators and converters*, In Powercon, 7, 1980.
11. Cryssis, G., *High frequency switching power supplies*, Mc Graw Hill Book Co., 1984.
12. * * * *Linear/switch mode voltage regulator manual*, Motorola Inc., 1983.
13. * * * *Applications handbook 1987—1988*, Unitrode.

PROTECŢIA STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE ÎN COMUTAŢIE

8.1. INTRODUCERE

Pentru a realiza o sursă de calitate, cu performanţe ridicate, pe lîngă subansamblurile prezentate în capitolele anterioare, sînt necesare o serie de circuite auxiliare. Spre exemplu, folosirea optocuploarelor în structura unei surse în comutaţie este necesară pentru realizarea izolaţiei între circuitul de intrare şi cel de ieşire. Alte circuite, cum ar fi cele pentru protecţia la supracurent sau supratensiuni garantează funcţionarea sursei şi în cazul unor solicitări necunoscute din partea circuitul de sarcină sau de la reţeaua de alimentare.

În acest capitol se descriu astfel de circuite, indicîndu-se şi modul de utilizare pentru a dobîndi performanţele dorite pentru sursa proiectată. Prezentarea acestora se va face în mod gradat, de la cele mai simple realizate cu componente discrete, pînă la cele mai evoluate, din categoria cărora fac parte circuitele integrate specializate.

8.2. CIRCUITE DE SEPARARE ÎN PRIMARUL TRANSFORMATORULUI

Cea mai simplă metodă de separare galvanică a circuitului de ieşire de cel de intrare constă în utilizarea unui transformator. În general, sursele în comutaţie sînt alimentate direct de la reţeaua de curent alternativ printr-o punte redresoare. În acest caz separarea între circuitul de sarcină

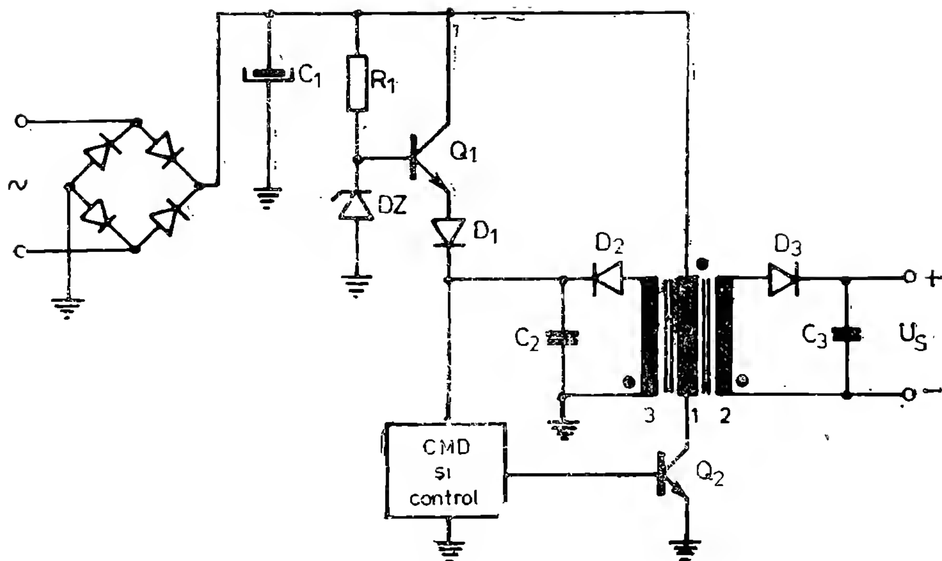


Fig. 8.1. Circuit de separare şi alimentare.

şi reţea o asigură transformatorul din etajul de comutaţie. Totodată este însă nevoie să se asigure o tensiune de alimentare redusă pentru partea de comandă.

În figura 8.1 se prezintă o soluţie pentru circuitul de alimentare al părţii de comandă.

Stabilizatorul parametric format din R_1, DZ, Q_1 şi D_1 asigură tensiunea de alimentare circuitului de modulare şi control al etajului de putere, în momentul conectării la reţea. După ce *CMD* furnizează primul impuls de comandă tranzistorului Q_2, în înfăşurarea a treia se induce o tensiune proporţională cu raportul de transformare dintre înfăşurările 1 şi 3. Tensiunea este astfel aleasă încît după redresarea efectuată de dioda D_2 şi filtrarea cu condensatorul C_2, să fie mai mare decît cea din anodul diodei D_1. Dioda D_1 se blochează, ceea ce atrage după sine şi blocarea stabilizatorului parametric cu dioda Zener. În aceste condiţii, prin crearea unei surse proprii, nu se mai disipă putere în stabilizatorul parametric şi totodată se obţine o separare între puntea redresoare de la intrare şi *CMD*.

8.3. CIRCUITE DE IZOLARE OPTICĂ

Circuitele optocuploare se folosesc la proiectarea stabilizatoarelor în comutaţie pentru a realiza, pe de o parte izolarea galvanică între circuitul de intrare şi cel de ieşire, iar pe de altă parte pentru transmiterea semnalului de reacţie în bucla de reglare.

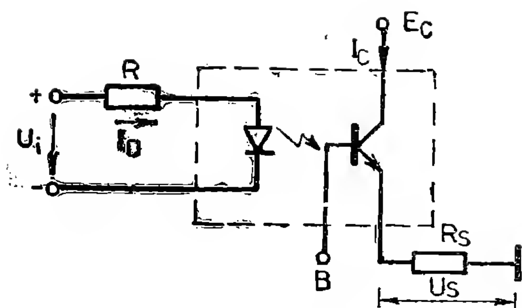


Fig. 8.2. Optocuplor.

Un optocuplor este constituit din două părți: o sursă de lumină, care în cele mai multe cazuri este o diodă fotoemisivă și un detector, care poate fi un fototranzistor sau fototiristor. Cea mai răspîndită soluție este aceea de a încapsula o diodă fotoemisivă de GaAs cu un fototranzistor. În figura 8.2 se arată un optocuplor la care tensiunea de ieșire este o funcție liniară de tensiune de la intrare.

Rezistența de limitare se alege astfel ca să nu se depășească curentul maxim prin diodă

$$R = \frac{U_i - U_D}{I_D}, \tag{8.1}$$

unde U_D este căderea de tensiune pe diodă în stare de conducție.

Curentul de colector al fototranzistorului depinde de tensiunea de alimentare E, dar și de eficiența, η, cu care se transmite curentul prin diodă. Dacă curentul prin diodă este cunoscut, se poate calcula curentul prin fototranzistor:

$$I_C = \eta I_D. \tag{8.2}$$

În datele de catalog ale fiecărui optocuplor se dau nomograme în care se exprimă eficiența η în funcție de tensiunea colector-emitor, fapt ce permite calcularea rezistenței R_s pentru o anumită valoare impusă tensiunii U_s.

În continuare se vor prezenta cîteva aplicații ale utilizării optocuploarelor la sursele stabilizate în comutație.

Cînd se alege un optocuplor pentru a fi folosit într-o sursă, trebuie avut în vedere următoarele considerente:

— optocuplorul trebuie să îndeplinească cerințele impuse de normativele în vigoare cu privire la tensiunea maximă de străpungere pentru care se fac probele de fiabilitate ale întregului ansamblu;

— să prezinte un randament ridicat de transformare a energiei luminoase în energie electrică;

— să prezinte o stabilitate termică ridicată în cazul cînd este folosit ca parte componentă într-un lanț de amplificare.

În cele mai multe cazuri optocuplorul are o caracteristică liniară, adică între tensiunea de la ieșire și cea de la intrare există o relație de directă proporționalitate. Din acest motiv el este des utilizat în bucla de reglare a unei surse.

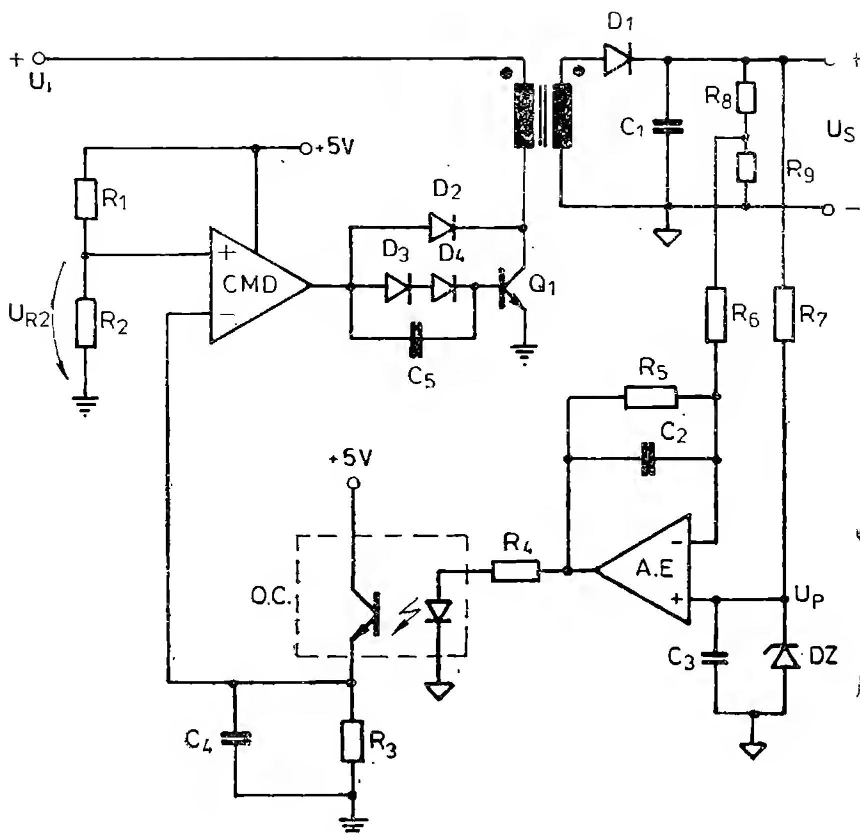


Fig. 8.3. Buclă de reglare și circuit de separare realizat cu optocuplor.

Un exemplu este prezentat în figura 8.3.

O parte din tensiunea de la ieșire este culeasă prin divizorul R_8, R_9 și se aplică la intrarea inversoare a amplificatorului de eroare *AE*. Această tensiune se compară cu o tensiune de prescriere U_p. Tensiunea diferență, amplificată, produce un curent prin R_4 care modulează intensitatea luminoasă a LED-ului. Pe rezistența R_3 se obține o tensiune care trebuie să fie proporțională cu tensiunea dată de divizorul R_8, R_9. Tensiunea rezultată se aplică la intrarea circuitului *CMD*. În timp ce la cealaltă intrare tensiunea U_{R2} este fixă, rezultă că pe măsură ce tensiunea de reacție variază, se modifică durata de conducție a tranzistorului Q_1.

Numărul de componente se poate reduce simțitor dacă în circuitul de comandă al optocuplorului se folosește un circuit integrat specializat TL 431. Reprezentarea simbolică și schema bloc sînt date în figura 8.4. Circuitul poate fi folosit ca un amplificator programabil [7], care poate

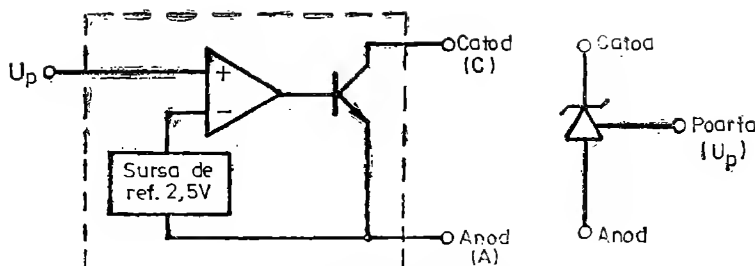


Fig. 8.4. Circuitul integrat TL431.

debita un curent pînă la 100 mA, cu tensiune reglabilă pînă la 36 V, rezistența sa de ieșire fiind de 0,22 Ω. Datorită faptului că posedă o sursă de referință de 2,5 V, el este potrivit pentru a fi folosit la surse cu tensiune de ieșire de 5 V.

În figura 8.5 se prezintă modul de utilizare a circuitului TL 431. Grupul $C_1 - R_2$ se folosește pentru corecția caracteristicii de frecvență.

O altă soluție, de asemenea, foarte ieftină, este cea din figura 8.6. Variațiile curentului de colector ale tranzistorului Q produc modificări ale tensiunii pe rezistența R_5 și deci și la intrarea amplificatorului de eroare AE.

Soluțiile constructive prezentate mai sus constituie doar cîteva posibilități pentru izolare. Pe lîngă rolul lor primordial de separare a secțiunii de intrare de cea de ieșire, optocuploarele joacă un rol însemnat în stabilitatea sursei față de perturbațiile care pot apărea, fie la consumator, fie la rețeaua de alimentare.

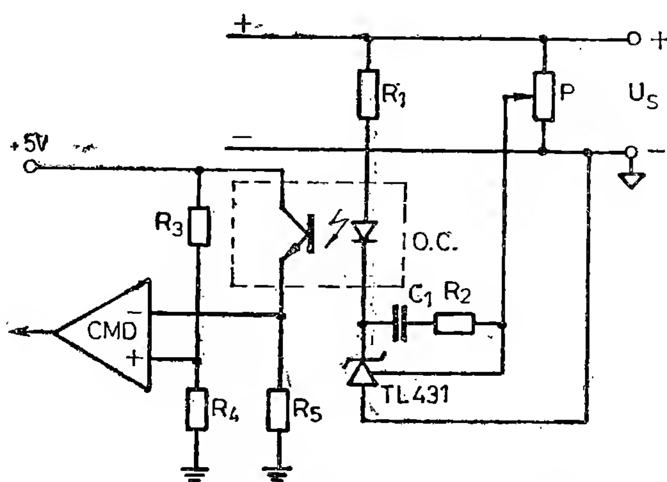


Fig. 8.5. Exemplu de utilizare a circuitului TL431.

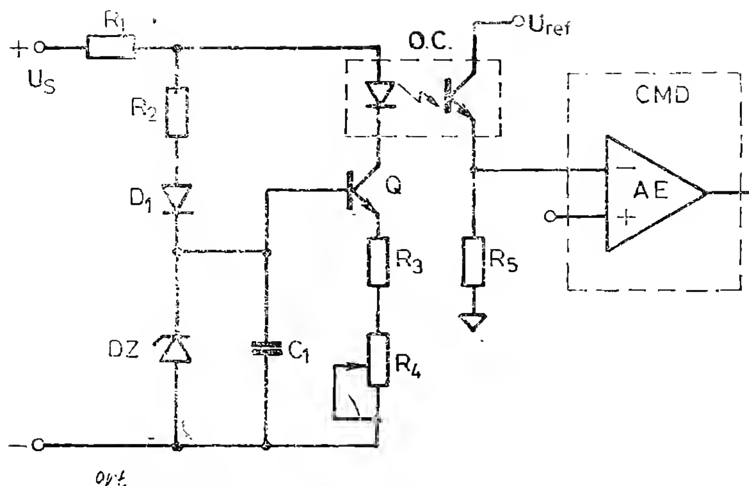


Fig. 8.6. Buclă de reacție și izolare realizată cu un singur tranzistor.

8.4. CIRCUITE DE ÎNTÎRZIERE (SOFT-START)

În toate sursele de comutație este necesar să existe un circuit de întîrziere, care în momentul conectării la tensiunea de alimentare să împiedice apariția unor vîrfuri de curent prin tranzistoarele de putere care ar putea să le distrugă sau care să producă saturarea miezului feromagnetic. Circuitele care împiedică apariția acestor fenomene sînt cunoscute sub numele de „circuite pentru amorsare lentă" (soft start circuit) și ele în general conțin o rețea *RC*, care permite *CMD* să genereze un impuls ce să crească de la nivelul de zero la nivelul maxim, cu o viteză mică de variație. Figura 8.7 prezintă un astfel de circuit.

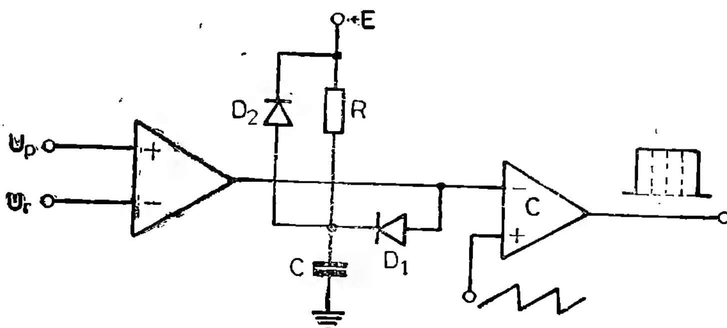


Fig. 8.7. Circuit de amorsare lentă.

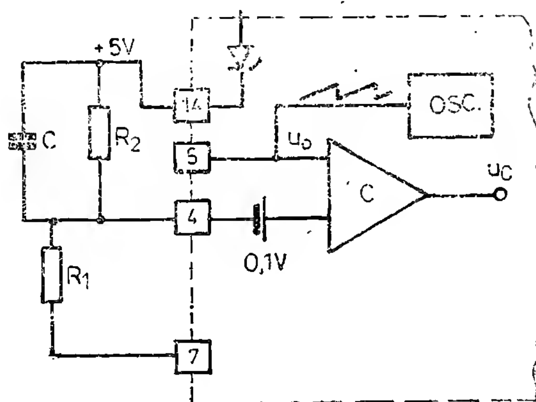
La $t = 0$, cînd sursa se pune sub tensiune, condensatorul C este descărcat și ieșirea amplificatorului de eroare este ținută la potențial zero prin dioda D_1. Comparatorul este astfel inhibat.

La $t = 0^+$, condensatorul se încarcă prin rezistența R cu o constantă de timp $\tau = RC$ spre tensiunea de alimentare E. Cînd condensatorul este încărcat, dioda D_1 este blocată și ieșirea amplificatorului de eroare este izolată de rețeaua RC. Creșterea lentă a tensiunii pe condensator determină o modificare gradată a lățimii impulsului dat de comparator și prin urmare rezultă o amorsare lentă a circuitului de putere al sursei. Dioda D_2 este folosită pentru descărcarea condensatorului la deconectarea sursei și inițializarea, apoi la reconectare, a aceluiași proces lent de amorsare.

În fig. 8.8 se prezintă circuitul de întîrziere aferent circuitului integrat TL 494.

Circuitul de întîrziere permite obținerea unor impulsuri a căror durată crește progresiv, așa după cum rezultă din figura 8.8, prin aplicarea la pinul 4 a unui semnal care descrește în timp conform constantei de timp existente.

Alegînd un raport de divizare 1:9 pentru rezistențele R_1 și R_2, se poate obține un factor de umplere al tensiunii de la ieșirea comparatorului de circa 83%. Pentru constanta de timp a circuitului R_1 C se alege



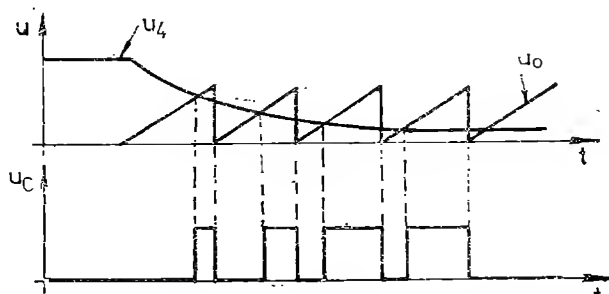


Fig. 8.8. Circuitul de întîrziere aferent circuitului integrat TL494.

o durată de 25 pînă la 100 ori mai mare decît perioada semnalului de tact [7]. În cazul în care $f = 20$ **kHz**, iar pentru R_1 alegem valoarea d 1 kΩ, se poate calcula valoarea capacității astfel :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20 \cdot 10^3} = 50 \ \mu s, \tag{8.3}$$

$$R_1 C = 50 \cdot T, \tag{8.4}$$

$$C = \frac{50 \cdot 50 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^3} = 2{,}5 \ \mu F. \tag{8.5}$$

Cu aceste valori se elimină posibilitatea apariției unor impulsuri false ce pot fi create de circuitul de comandă în momentul conectării sursei la rețea.

8.5. CIRCUITE DE LIMITARE A CURENTULUI

Un stabilizator în comutație trebuie să furnizeze curentul pentru care a fost proiectat în condiții de deplină siguranță. În cazul apariției unui supracurent sau chiar a unui scurtcircuit la ieșire, stabilizatorul trebuie să fie prevăzut cu un circuit de limitare a curentului și cu circuit de protecție la scurtcircuit.

Circuitele de limitare sînt, în principiu, acele circuite care, chiar în caz de scurtcircuit, nu permit creșterea curentului peste o anumită limită. Se cunosc numeroase posibilități de implementare a circuitului de limitare [6, 7, 8], fie în circuitul secundar al transformatorului de putere, fie în primar. Topologia optimă a unui astfel de circuit se stabilește în funcție de tipul consumatorului alimentat de la sursă. O sursă cu o singură tensiune de ieșire poate avea plasat circuitul de limitare fie în primarul transformatorului fie în secundar. Pentru surse cu mai multe tensiuni de ieșire este necesară conectarea circuitului de limitare în primar. Dacă comanda tranzistoarelor de putere se face prin circuite izolate galvanic, circuitele de sesizarea curentului se plasează pe partea de ieșire a sursei.

Circuitele de limitare pot fi realizate cu componente discrete sau cu circuite integrate specializate acestui scop.

De subliniat faptul că aceste circuite trebuie să se caracterizeze printr-un timp de răspuns foarte scurt, pentru că ele trebuie să acționeze mai devreme ca elementele din circuitul de putere să se distrugă.

În figura 8.9 sînt prezentate două tipuri de circuite de limitare. În cazul prezentat în figura 8.9, *a*, vîrful de curent din primarul transformatorului este apreciat prin căderea de tensiune pe rezistența R_0. Valoarea rezistenței R_0 se determină astfel :

$$R_0 = \frac{U_{BE2}}{I_1}. \tag{8.6}$$

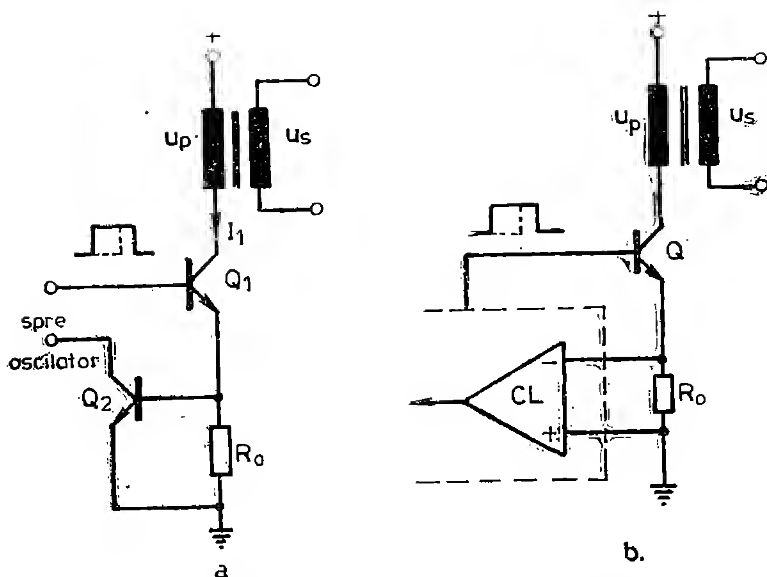


Fig. 8.9. Circuit de sesizare a curentului: a) cu tranzistor; b) cu un comparator integrat.

Cînd tensiunea pe R_0 depășește tensiunea de deschidere a joncțiunii emitor-bază tranzistorul Q_2 intră în conducție. Colectorul său este legat în circuitul de intrare al oscilatorului. Prin intrarea în conducție a tranzistorului Q_2 se blochează generarea impulsurilor de tact de către oscilator.

Un circuit foarte răspîndit și totodată mai rapid este cel prezentat în figura 8.9, *b*. Deși principiul de funcționare pe care se bazează este similar cu cel din figura 8.9, *a*, circuitul are avantaje nete față de soluția cu tranzistor. În primul rînd, nivelul la care basculează comparatorul de limitare, *CL*, este bine precizat, nefiind vorba de cădere de tensiune pe joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor. În al doilea rînd, nivelul este destul de mic (100—200 mV), ceea ce permite folosirea unor rezistențe de valori mici ca traductoare de curent. Prin utilizarea unor rezistențe mici randamentul global al sursei se îmbunătățește.

La stabilizatoarele de tensiune la care există posibilitatea separării galvanice a circuitului de bază al tranzistoarelor de putere de circuitele care generează impulsurile pentru comanda în bază se poate utiliza circuitul de limitare redat în figura 8.10. El poate fi conectat direct între sursă și consumator:

În condiții normale de funcționare cînd curentul de sarcină I_s este mai mic decît o valoare maximă, I_{smax}, fixată anterior, tensiunea generată pe traductorul de curent R_0 este insuficientă pentru a aduce în conducție tranzistorul Q_1. $I_{C1} = 0$ și condensatorul C este descărcat.

Dacă I_s crește, la un moment dat :

$$I_s \cdot R_0 = U_{BE1} + I_{B1} \cdot R_1 \tag{8.7}$$

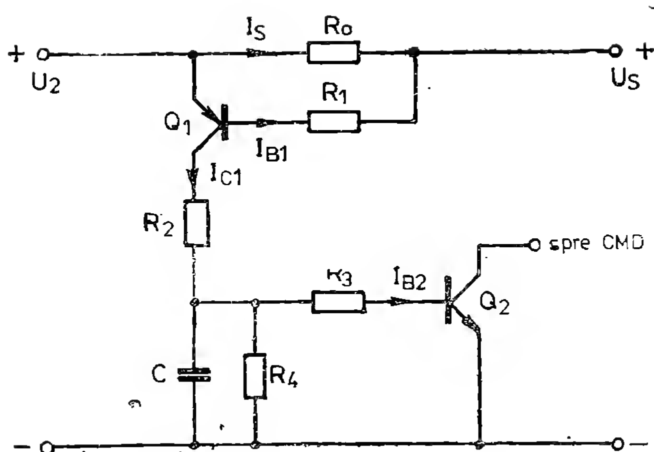


Fig. 8.10. Circuit de limitare a curentului.

şi tranzistorul Q_1 se deschide. Condensatorul se încarcă cu constanta de timp $\tau = R_2C$. Cînd tensiunea pe condensator ajunge la valoarea

$$U_c = I_{B2}R_3 + U_{BE2}, \tag{8.8}$$

tranzistorul Q_2 se deschide. Pentru a reduce influenţa curentului de bază a lui T_2 asupra procesului de încărcare al capacităţii C, se poate folosi în locul tranzistorului Q_2 un grup de tranzistoare în conexiune Darlington. Rezistenţa R_4 se alege mult mai mică decît R_3 pentru a se obţine o descărcare rapidă a condensatorului după ce s-au încheiat procesul de detectare a supracurentului.

Ţinînd cont că

$$I_{C1} = \beta I_{B1max}, \tag{8.9}$$

iar

$$I_{B1max} = \frac{U_2 - U_{BE1}}{R_1}, \tag{8.10}$$

rezistenţa R_2 se poate alege astfel:

$$R_2 \geqslant \frac{U_2 - U_{CE1\,sat}}{U_2 - U_{BE1}} \cdot R_1. \tag{8.11}$$

Tensiunea pe condensator va ajunge rapid la valoarea la care trebuie să intre în conducţie tranzistorul Q_2. La rîndul lui, tranzistorul va bloca intrarea CMD.

Procedeele prezentate mai sus, deşi sesizează rapid creşterile de curent peste limitele admise, nu pot fi folosite la sursele a căror curent de sarcină este foarte mare. Căderile de tensiune pe traductorul de curent R_0 sînt importante, disipaţia de putere este mare, iar randamentul sursei se diminuează. În aceste situaţii soluţia preferată este prezentată în figura 8.11.

În serie cu inductivitatea de filtraj se conectează înfăşurarea primară a unui transformator de curent. Pierderile de putere sînt mult mai mici,

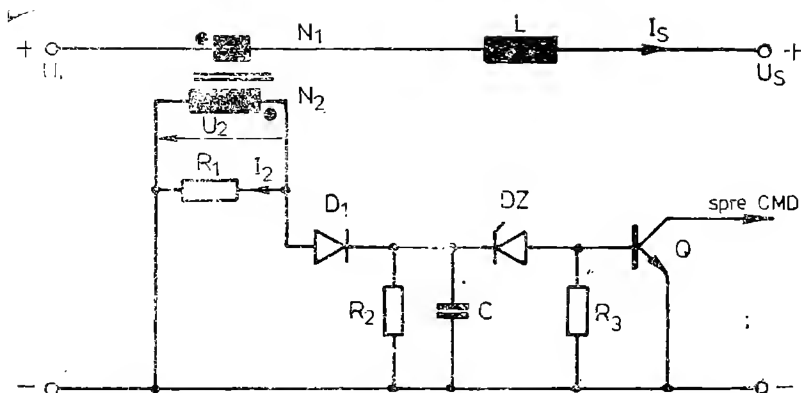


Fig. 8.11. Circuit de limitare a curentului cu transformator de curent.

față de cazul utilizării traductorului de curent rezistiv. În secundarul transformatorului *Tr* se obține o tensiune proporțională cu curentul de sarcină I_s, tensiune este redresată cu dioda D_1 și filtrată cu grup R_2-C.

O dată cu creșterea curentului de sarcină crește și tensiunea la bornele condensatorului *C*. La un moment dat tensiunea pe condensator depășește tensiunea de prag a diodei Zener. Tranzistorul este adus în conducție, iar semnalul obținut în colectorul său este folosit pentru blocarea *CMD*.

Transformatorul *Tr* poate fi realizat cu un miez de ferită toroidal, dar care trebuie astfel dimensionat încît să nu ajungă la saturație. În mod obișnuit primarul este format dintr-o singură spiră, iar în secundar se alege un număr de spire pentru a asigura tensiunea necesară pentru deschiderea diodei Zener și a tranzistorului *T*. Cu alte cuvinte

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_s} \tag{8.12}$$

$$N_2 = \frac{I_s \cdot N_1}{I_2} = \frac{N_1 \cdot I_s}{\frac{U_2}{R_1}} = \frac{N_1 \cdot R_1 \cdot I}{U_2}. \tag{8.13}$$

Dacă se ia în considerare și căderea de tensiune pe dioda D_1 în stare de conducție, atunci numărul de spire furnizat de relație trebuie puțin mărit.

Un circuit de limitare a curentului care poate fi folosit fie pe partea de intrare, fie pe partea de ieșire a sursei este prezentat în figura 8.12. El a fost plasat în circuitul primar al transformatorului de putere Tr_1 și funcționează astfel :

Transformatorul de curent Tr_2 furnizează o tensiune proporțională în curentul I_1 tensiune ce este redresată cu puntea redresoare *PR* și filtrată cu condensatorul *C*. Prin potențiometrul *P* o fracțiune din această tensiune se aplică la una din intrările comparatorului *C*. La cealaltă intrare se află tensiunea de prag U_p. Cînd se depășește tensiunea U_p, monosta-

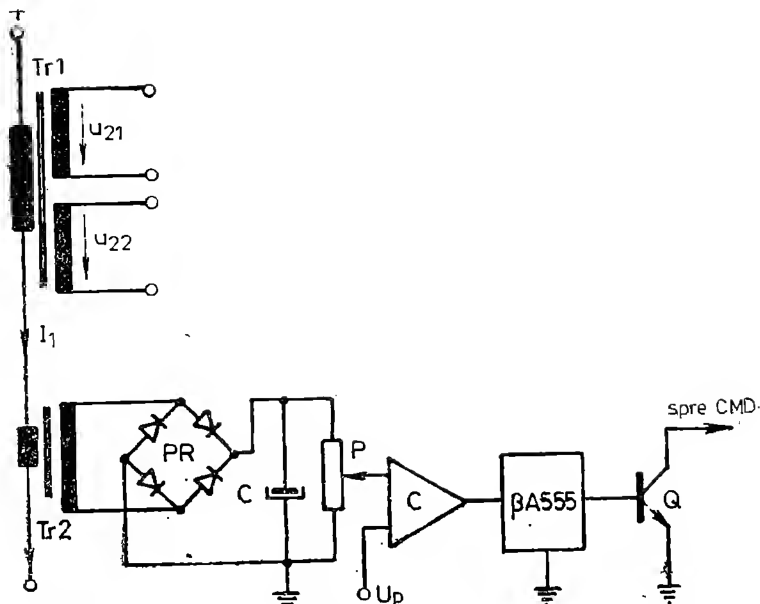


Fig. 8.12. Circuit de protecție cu limitare de curent, conectat în primarul transformatorului.

bilul realizat cu circuitul βA 555 aduce în conducție tranzistorul Q, care, la rîndul său, blochează generarea de impulsuri spre etajul de putere.

Un astfel de circuit își găsește aplicabilitatea și pentru o sursă cu mai multe tensiuni de alimentare. Prin plasarea traductorului de curent în primarul transformatorului Tr_1 se obțin informații despre orice creșteri de curent din înfășurările secundare.

Calcularea numărului de spire pentru transformatorul Tr_2 se face utilizînd aceleași relații (8.12), (8.13).

8.6. CIRCUITE DE PROTECȚIE LA SUPRATENSIUNI

Circuitele de protecție la supratensiuni sînt destinate pentru protejarea consumatorilor la creșteri accidentale de tensiune de alimentare peste anumite limite permise. Un astfel de circuit se conectează, de regulă, între sursa de tensiune continuă și consumator.

Un circuit de protecție este compus, în general, din două părți, și anume: circuitul de sesizare a supratensiunii și elementul de execuție. Circuitul de sesizare se poate realiza din componente discrete sau cu circuite integrate specializate. Elementul de execuție este în general un tiristor. Calitatea unui circuit de protecție se apreciază după rapiditatea în care sesizează supratensiunea.

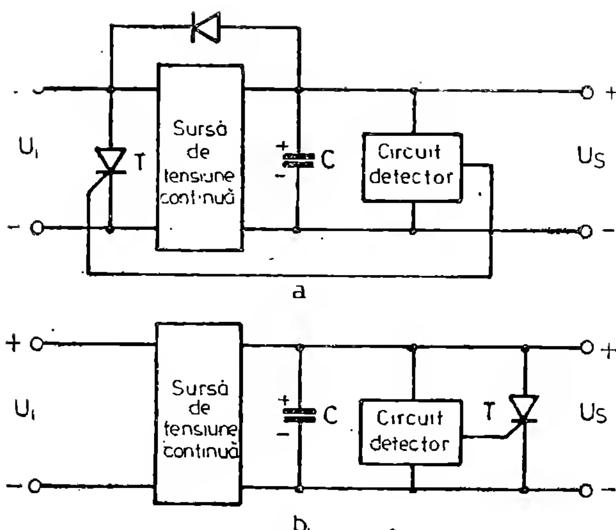


Fig. 8.13. Protecția la supratensiuni cu tiristor: a) înainte de sursă; b) înainte de consumator.

Cel mai răspîndit și totodată cel mai simplu circuit de protecție utilizează un tiristor conectat între borna (+) și (—) a sursei (fig. 8.13). La creșterea tensiunii la bornele circuitului detector peste o anumită limită, acesta furnizează un impuls care aduce în conducție tiristorul, iar tensiunea la bornele consumatorului devine practic nulă. Eficacitatea unui astfel de circuit depinde de timpul în care circuitul detector sesizează supratensiunea și de capacitatea tiristorului de a prelua, practic, curentul de scurtcircuit al redresorului de la intrare.

La intrarea în conducție a tiristorului (fig. 8.14), curentul maxim, I_{max}, poate depăși curentul de vîrf repetitiv provocînd distrugerea acestuia. Dacă curentul I_{max} este mai mic decît curentul repetitiv, după amorsarea tiristorului se stabilește un curent limită I_L a cărui valoare este influențată în principal de rezistența internă a sistemului de redresare folosit. Deteriorarea tiristorului poate avea loc, deci, prin trei mecanisme: di/dt, curentul I_{max} și I^2t. Dintre acestea trei, primele două sînt mai periculoase pentru că pot distruge tiristorul în primele momente după aplicarea impulsului de comandă pe poartă.

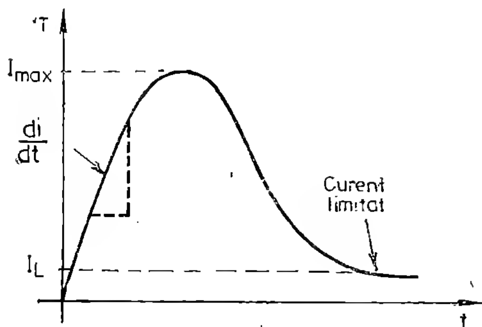


Fig. 8.14. Variația curentului prin tiristor la amorsare.

Astfel, imediat după primirea impulsului de comandă, zona de conductibilitate se extinde treptat. Dacă curentul anodic se stabilește cu o viteză de variație mare (di/dt

este mare), în apropierea joncțiunii grilă-catod se stabilește o densitate de curent foarte mare. Aceasta produce supraîncălzirea locală excesiv de mare, iar căldura degajată provoacă distrugerea semiconductorului.

Valoarea pantei di/dt pentru care tiristorul poate funcționa fără să existe pericolul de distrugere este influențată de tehnologia de fabricație. Astfel, un tiristor care are joncțiunea grilă catod poziționată central față de extremități suportă o pantă de creștere a curentului anodic mai mare decît dacă joncțiunea este poziționată lateral.

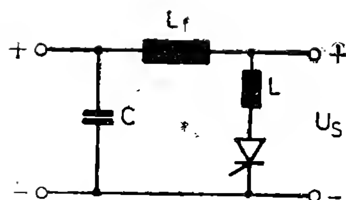


Fig. 8.15. Limitarea efectului di/dt prin titor.

Pentru a limita viteza de creștere a curentului anodic, în serie se conectează o inductivitate (fig. 8.15). Inductanța însă micșorează viteza de răspuns a întregii surse și de aceea atunci cînd se recurge la utilizarea unei inductanțe trebuie să se facă un compromis în ceea ce privește viteza de răspuns a sursei și viteza de variație a curentului prin tiristorul de protecție.

Dacă curentul I_{max} este mare sau durata de conducție a tiristorului este excesiv de lungă, supraîncălzirea tiristorului poate provoca distrugerea joncțiunilor. Reducerea valorii maxime a curentului ar fi posibilă prin înserierea cu tiristorul a unei rezistențe. Soluția nu se recomandă pentru că înrăutățește randamentul sursei. De aceea se recurge la alegerea unui tiristor care să permită stabilirea unui curent în impuls mult mai mare decît curentul de regim permanent provocat de sursa stabilizată la scurtcircuit.

Circuite pentru sesizarea supratensiunilor

Circuitele pentru sesizarea supratensiunilor au rolul de a detecta creșterile de tensiuni peste valorile limită prescrise, precum și să genereze impulsurile cu parametrii ceruți de circuitul grilă-catod al tiristorului. La alegerea structurii și elementelor componente trebuiesc respectate două condiții:

— pentru a mări capacitatea tiristorului de a suporta curenți anodici cu viteză de variație cît mai mare, circuitul de sesizare a supratensiunii trebuie să ofere un impuls de amorsare cu timp de ridicare cît mai mic;

— să prezinte o imunitate ridicată la tensiuni de zgomot.

Se cunosc numeroase tipuri de circuite de sesizare folosite în topologia unui circuit de protecție împotriva supratensiunilor. Acestea pot fi clasificate în două categorii:

a) circuite de sesizare cu diode Zener;

b) circuite integrate specializate.

a) Un circuit foarte răspîndit care sesizează supratensiuni prin depășirea tensiunii de deschidere a diodei Zener este prezentat în figura 8.16. Deși circuitul este foarte simplu și totodată ieftin, nu se recomandă a fi utilizat din cauză că, la bornele rezistenței R, tensiunea rezultată nu prezintă timp de ridicare redus, fapt ce reduce și capacitatea tiristorului de a suporta curenți anodici cu pantă mare. În plus, în condițiile unei dispersii

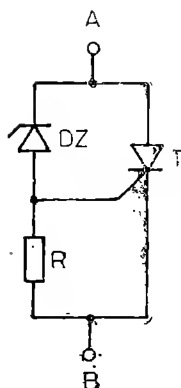


Fig. 8.16. Circuit de sesizare cu diodă Zener.

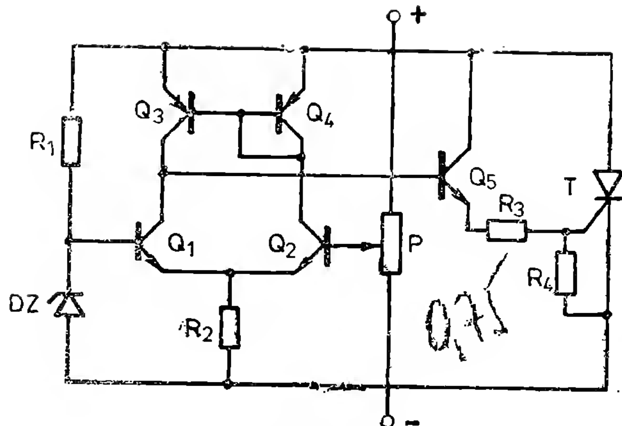


Fig. 8.17. Circuit de sesizare şi protecţie realizat cu tranzistoare.

normale ale caracteristicilor tiristoarelor folosite, există situaţii cînd tiristorul nu amorsează. Corectarea acestui neajuns presupune selectarea de fiecare dată a diodei Zener.

Un circuit realizat din componente discrete care poate asigura impulsuri de comandă pentru tiristorul *T*, cu parametrii care pot fi ajustaţi, este prezentat în figura 8.17. Soluţia elimină dezavantajele pe care le prezintă circuitul simplu din figura 8.16. Este însă mai scump şi insuficient de insensibil la tensiuni de zgomot.

b) În ultimii ani au fost proiectate şi realizate numeroase circuite integrate specializate pentru protecţia la supratensiuni. Ele sînt ieftine şi oferă proiectantului o serie de facilităţi, cum ar fi : nivelul reglabil al tensiunii de sesizat, răspuns rapid, coeficient de stabilizare termică ridicat etc.

Un astfel de circuit este MC 3423 [7]. Schema bloc este dată în figura 8.18.

Circuitul MC 3423 a fost proiectat să asigure un curent de ieşire la pinul 8 pînă la 300 mA, cu un timp de ridicare de 400 mA/μs pentru a mări capacitatea tiristoarelor de a suporta curenţi anodici cu di/dt de valoare mare. În plus, circuitul este caracterizat de :

— tensiunea de alimentare este cuprinsă între 4,5 V şi 40 V ;
— coeficient de stabilitate termică ridicat ;
— posibilitate de a fi comandat de la distanţă (pinul 5) ;
— indicator al nivelului tensiunii de ieşire (pinul 6).

În esenţă, circuitul MC 3423 este format dintr-o sursă de referinţă proprie de 2,6 V, două comparatoare şi un etaj de ieşire, care asigură curentul maxim de 300 mA. Se obţine nivel de tensiune ridicat la pinul 8, respectiv la pinul 6, dacă la pinul 3 se află o tensiune ce este mai mare de 2,6 V.

Circuitul mai posedă o sursă de curent controlată de unul din comparatoare, care poate fi folosit împreună cu un condensator conectat din exterior la pinul 4, pentru a-i asigura imunitatea la zgomote.

Fig. 8.18. Circuitul integrat MC3423.

Configuraţia de bază a circuitului MC 3423 ca sesizor de supratensiune este prezentată în figura 8.19.

În acest caz intrările 2 şi 3 pentru sesizarea supratensiunilor sînt legate la acelaşi potenţial creat de divizorul R_1, R_2. Pragul de tensiune la care circuitul MC 3423 comută, după care tiristorul T este amorsat, depinde de valorile rezistenţelor R_1 şi R_2. Tensiunea pe care poate să o sesizeze circuitul se deduce din relaţia

$$U_p = 2{,}6\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right). \tag{8.14}$$

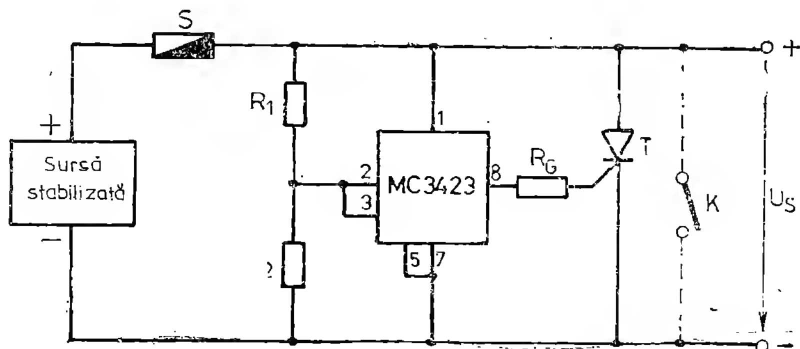


Fig. 8.19. Aplicaţie pentru circuitul MC3423.

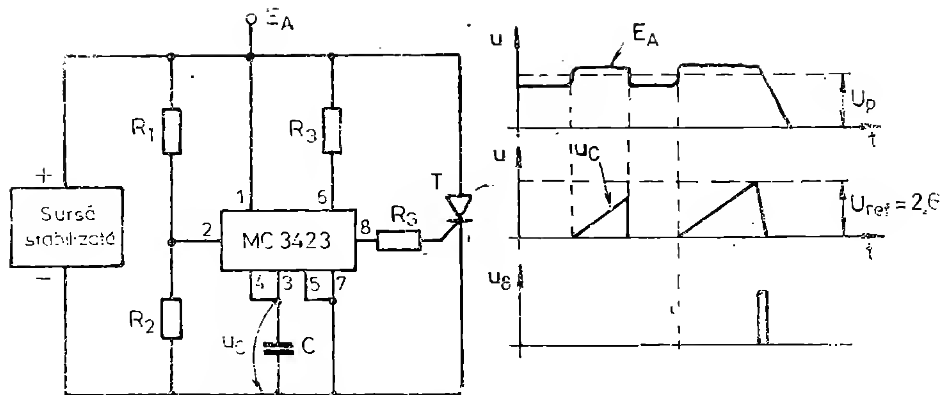


Fig. 8.20. Utilizarea circuitului MC3423 în medii cu perturbații.

Rezistența R_2 se alege din considerente de stabilitate termică sub 10 kΩ.

Dacă sursa nu este prevăzută cu circuite pentru limitarea curentului, atunci este necesară siguranța *S* pentru protecția tiristorului. După ce tiristorul a intrat în conducție și a protejat consumatorul față de saltul de tensiune de la intrare, readucerea tiristorului în condiții inițiale se poate face prin închiderea întrerupătorului *K*.

Circuitul MC 3423 poate fi folosit ca circuit de protecție la supratensiuni și în instalații în care există tensiuni parazite apreciabile. Modul de lucru este prezentat în figura 8.20.

Condensatorul *C* conectat între pinii 3 și 4 și borna (—) a sursei îndeplinește următoarea funcție. Cînd tensiunea de alimentare E_A crește peste valoarea de prag U_P, sursa de curent internă începe procesul de încărcare a capacității *C*. Dacă supratensiunea se menține un interval de timp mare, tensiunea pe condensator crește și la un moment dat $U_c > U_{ref}$. La pinul 8 se obține un nivel de tensiune ridicat. Tiristorul este adus astfel în conducție. Dacă condițiile ce au creeat supratensiunea dispar rapid, condensatorul se descarcă într-un timp de circa 10 ori mai scurt decît timpul în care s-a încărcat. Durata de încărcare, t_i, se poate calcula cu relația:

$$t_i = \frac{U_{ref}}{I_{sc}} \cdot C, \tag{8.15}$$

unde I_{sc} este curentul furnizat de sursa de curent proprie, la pinul 3.

Un circuit cu posibilități mai mari este MC 3234. El poate fi folosit să sesizeze atît supratensiuni cît și scăderi ale tensiunii de alimentare sub o anumită limită sau căderea tensiunii de alimentare a redresorului sursei. Din schema bloc prezentată în figura 8.21 se observă că intrările celor două comparatoare de la intrare CI_1, CI_2 sînt scoase la pinii 2, 3 și 14, 15, asigurîndu-se astfel circuitului o mai mare flexibilitate. În plus, intrările inversoare ale comparatoarelor sînt legate la surse proprii de curent, care pot fi

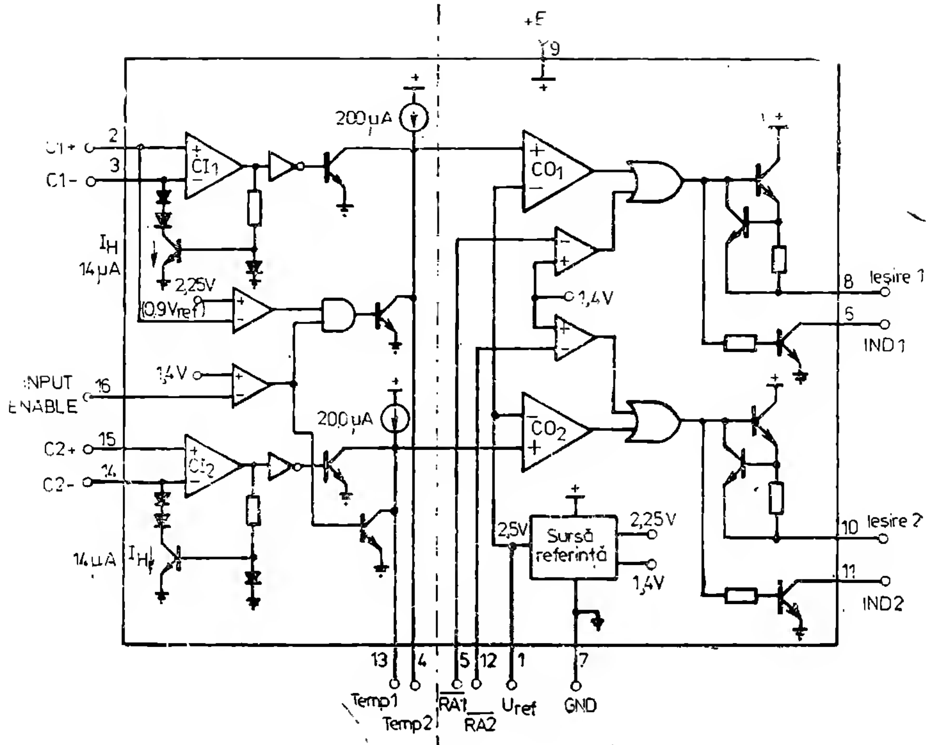


Fig. 8.21. Schema bloc a circuitului MC3234.

folosite să genereze o histereză în procesul de sesizare a supratensiunilor. Dacă nu este nevoie de histereză, se conectează pinii 3 și 14 la masă.

Ambele canale ale circuitului MC 3234 pot funcționa independent și au posibilitatea ca la bornele 8 și 10 să asigure curent de comandă mare. La pinii 4 și 13 (Temp 1 și Temp 2) se conectează elementele de temporizare, adică capacitățile a căror încărcare se face prin cîte un generator de curent constant de 200 µA. De asemenea, la fiecare ieșire există cîte un tranzistor cu colectorul în gol pentru a oferi posibilitatea de a indica starea fiecărei ieșiri (Ind 1 și Ind 2).

Figura 8.22 redă o apilcație tipică a circuitului MC 3234 pentru o sursă dublă.

În această situație circuitul MC 3234 poate fi alimentat de la una din surse, spre exemplu sursa de tensiune E_1, dar poate sesiza depășirile de tensiune atît de sursa $+E_1$ cît și la sursa $-E_1$. Vor fi comandate ambele tiristoare chiar dacă supratensiunea a fost generată numai la una din surse.

Pentru a comanda ambele tiristoare simultan se leagă galvanic colectorul cu rol de indicator al stării ieșirii de la o secțiune la borna pentru comanda de la distanță a celeilalte secțiuni, adică se fac punți de legătură între pinii 6—13 și 11—4. În aceste condiții, dacă o secțiune a circuitului

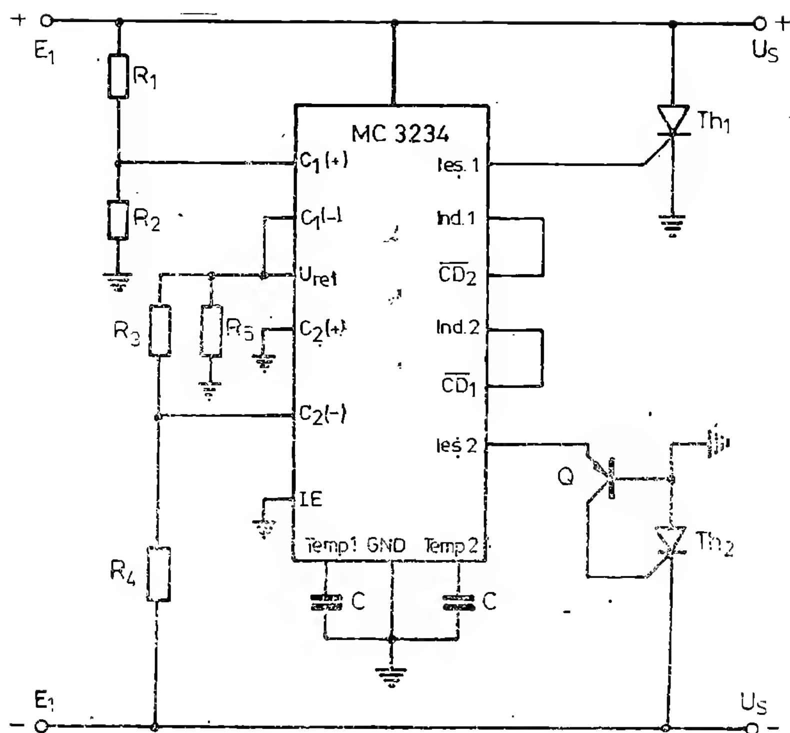


Fig. 8.22. Circuitul MC3234 ca element de protecție pentru o sursă dublă de tensiune continuă.

sesizează o supratensiune, va fi activat și tiristorul celeilalte secțiuni, în acest fel ambele circuite de sarcină sînt scoase, practic, de sub tensiune.

Sursele de alimentare ale calculatoarelor electronice trebuie să fie prevăzute cu circuite care să sesizeze prompt dispariția tensiunii rețelei sau scăderea valorii acestei tensiuni pentru a se putea transfera în timp util conținutul memoriei pe un alt suport nevolatil. În unele situații, cînd o sursă de alimentare se defectează, este necesar ca întregul echipament să fie realimentat de la o altă sursă identică, iar comutarea de la un sistem de alimentare la celălalt trebuie făcută în cel mai scurt timp posibil.

Circuitul integrat MC 3234 poate fi folosit ca circuit de sesizare și avertizare a scăderii tensiunii de alimentare sau a dispariției tensiunii rețelei.

În figura 8.23 se prezintă o schemă electronică a unui astfel de circuit. Bornele 14 și 15 se folosesc pentru sesizarea scăderilor de tensiune ale redresorului de mică putere, realizat cu un transformator cu priză mediană. În momentul în care tensiunea redresată, în fiecare semialternanță atinge valoarea maximă, condensatorul C este descărcat rapid. Dacă o semialternanță

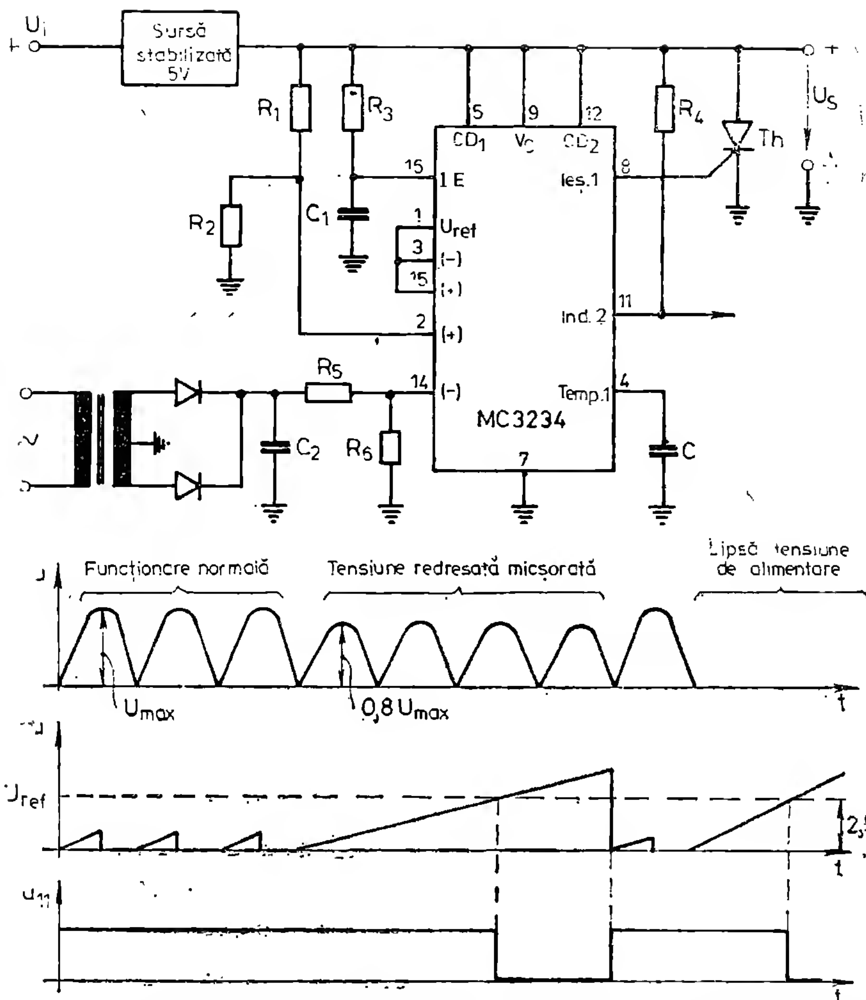


Fig. 8.23. a) Circuit de protecție pentru sesizarea scăderii sau dispariției tensiunii de alimentare ; b) Formele de undă.

din tensiunea redresată lipsește sau amplitudinea acestei tensiuni scade sub o anumită limită, condensatorul nu se va mai descărca și el va continua să se încarce, așa cum este ilustrat în figura 8.23. Dacă un anumit număr de semiperioade din tensiunea de alimentare lipsesc, sau dacă tensiunea de alimentare se menține la o valoare redusă, un timp mai îndelungat, nivelul de tensiune la borna 11 devine zero, semnalînd scăderea tensiunii în circuitul redresor. Condensatorul C are totodată și rolul de a crea o imunitate a circuitului la semnale perturbatoare, împiedicînd sursa să fie deconectată la orice perturbație aleatoare.

BIBLIOGRAFIE

1. Străinescu. I., Condruc, M., *Tiristorul. Caracteristici, comandă, protecție, utilizări*, Ed. Tehnică București, 1988.
2. Popescu, V., *Electronică industrială*, Vol. II, IPTVT, 1984.
3. * * * *Application handbook*, Unitrode, 1987—1988.
4. Ristea, I., Popescu, C. A., *Stabilizatoare de tensiune*, Ed. Tehnică, București, 1983.
5. Pressman, A. I.; *Switching and linear power supply ; power converter design*, Haydn, Rochelle Park, N.J., 1977.
6. * * * *Linear and interface circuit applications*, vol. 1, 1986, Texas Instr.
7. * * * *Linear switch mode voltage regulator manual*, Motorola-Inc., 1983.
8. Cryssis, G., *High-frequency switching power supplies*, Mc Graw Hill Book Co., 1984.

STABILIZATORUL ÎN COMUTAȚIE CA SURSĂ DE PERTURBAȚII

9.1. INTRODUCERE

Proiectarea și realizarea stabilizatoarelor în comutație în vederea funcționării corecte în medii puternic ostile din punct de vedere al perturbațiilor electromagnetice constituie un imperativ esențial pentru asigurarea fiabilității acestora. Totodată, stabilizatorul în comutație nu trebuie să perturbe alți consumatori. Pe măsură ce puterile pentru care se realizează stabilizatoarele în comutație cresc, este necesar ca atît stabilizatorul cît și echipamentele din jurul acestora să funcționeze fără să se perturbe reciproc. De aceea se impune o anumită abilitate a sistemelor electronice de a funcționa într-un anumit mediu fără să sufere sau să cauzeze degradări ale funcționării, sau, cu alte cuvinte, trebuie să existe o anumită *compatibilitate electromagnetică* (C.E.M.) (în limba engleză: Electromagnetic compatibility, E.M.C) a acestor echipamente. Fenomenul de perturbare reciprocă a funcționării unui aparat electric sau electronic, de către alt aparat este cunoscut sub numele de *interferență electromagnetică* (I.E), (în limba engleză: Electromagnetic interference, E.I).

Patru aspecte se consideră drept componente esențiale ale compatibilității electromagnetice:

— caracteristicile sursei perturbatoare și ale perturbațiilor generate;

— caracteristica traseului de transmitere a perturbațiilor de la sursă la receptor;

— susceptibilitatea dispozitivului perturbat față de tipul de energie perturbatoare;

— timpul sau momentul în care emite sursa perturbatoare în raport cu nivelul de susceptibilitate la perturbații ale dispozitivului perturbat în acel moment.

Corespunzător acestor patru aspecte rezultă măsurile ce se impun a se lua:

— combaterea perturbaţiilor chiar la sursă;

— atenuarea perturbaţiilor pe traseele de legătură dintre sursă şi receptor;

— rejecţia semnalelor perturbatoare la receptor;

— eliminarea perturbaţiilor prin blocarea susceptibilităţii receptorului pe timpul cît nivelul perturbaţiilor creşte.

Sursele perturbatoare se împart în două categorii:

a) surse de perturbaţii în spectru discret, din care fac parte în principal, aparatura de electronică industrială, generatoarele de oscilaţii;

b) surse de perturbaţii cu spectru larg, în care intră circuitele de comutaţie, motoarele electrice, aparatajul electrocasnic etc.

Întrucît efectele şi măsurile antiperturbative sînt diferite, trebuie analizată şi natura sursei. Astfel, există din acest punct de vedere două tipuri de surse:

— surse de tensiune;

— surse de curent.

Cuplarea prin tensiune perturbatoare este proprie cuplării capacitive, sursele perturbatoare avînd o impedanţă relativ scăzută, în timp ce cuplarea inductivă, proprie perturbaţiilor prin curenţi, se manifestă ca o sursă de curent conectată în serie cu intrările circuitului perturbat. Impedanţa sursei de perturbaţii prezintă o mare importanţă, deoarece curenţii ce apar în regim tranzitoriu produc tensiuni proporţionale cu această impedanţă. Aceste perturbaţii, în cazul unui regim aperiodic sînt caracterizate prin: energie, valoare maximă, durata fronturilor, frecvenţa de apariţie, durata nivelului maxim atins etc.

9.2. NORMATIVE CU PRIVIRE LA NIVELUL ADMIS AL PERTURBAŢIILOR

Proiectarea şi realizarea stabilizatoarelor de tensiune continuă în comutaţie trebuie să corespundă normativelor naţionale şi internaţionale cu privire la nivelul admis al perturbaţiilor, în sensul că, trebuie să prezinte un coeficient de siguranţă al funcţionării fiabile pentru circuite mai defavorabile decît marginea standardului.

Există o multitudine de reglementări în acest sens, ce cunosc, pe zi ce trece, un proces continuu de perfecţionare. În ele sînt indicate, pe de o parte nivelurile emisive permise, iar pe de altă parte nivelurile de siguranţă solicitate dispozitivelor electrice supuse acţiunii perturbaţiilor. Organismele internaţionale care se ocupă exclusiv sau parţial cu problema perturbaţiilor sînt: CISPR (Comitée International Special de Perturbations Radioélectronique), IEC (International Electrotechnical Comission), VDE (Verband Deutscher Elektronotechniker), CEE (Commision Internationale de

Reglementation en Vue de l'Approbation de l'Equipmenet Eléctrique) și CEI (IEC — International Electrotechnical Comission).

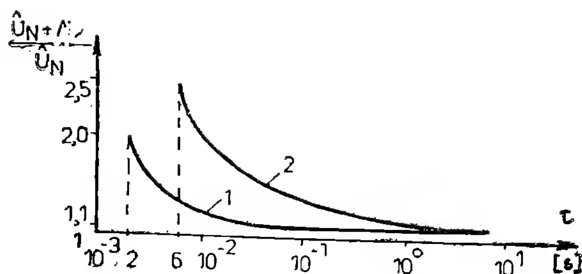


Fig. 9.1. Tensiunea în funcție de durată, acceptată de aparatura electronică

Conform [1] se precizează nivelul perturbațiilor pe care trebuie să le suporte aparatura electronică alimentată de la rețeaua de curent alternativ. În figura 9.1, prin curba 1 se redă amplitudinea supratensiunii neperiodice, maxime-admise, iar prin curba 2 este prezentat la ce valori ale supratensiunilor, echipamentul se poate întrerupe prin dispozitive de protecție, fără însă să se deterioreze.

De asemenea, conform VDE 0160, echipamentul electronic industrial trebuie să funcționeze corect, dacă la intrarea de alimentare i se aplică impulsuri neperiodice cu o durată pînă la 10 μs și amplitudinea cuprinsă între 500 V și 21000 V, în funcție de tipul aplicației. Se prevede că la scăderi cu pînă la 30% față de 220 V, pe o durată de pînă la 0,5 s, funcționare sursei de alimentare trebuie asigurată.

Privitor la susceptibilitatea la perturbații a echipamentelor de comandă numerică, a roboților industriali, a micro și minicalculatoarelor aflate în mediul industrial în recomandările CEI se arată faptul că, echipamentele mai sus menționate nu trebuie să aibă o funcționare eronată, în interiorul variației tensiunii de alimentare de 85%—110% cu variația frecvenței de ±2%, cu suma totală a armonicilor 2, 3, 4, 5 pînă la 10% din valoarea efectivă a tensiunii nominale. Suma totală a armonicilor 6 la 30 trebuie să fie maximum 2% din valoarea efectivă a tensiunii nominale. Tensiunea radioelectrică perturbatoare în gama 10 kHz la 10 MHz nu trebuie să deranjeze funcționarea corectă, dacă nu depășește 2% din valoarea efectivă nominală.

Sistemele de calcul trebuie să funcționeze corect atunci cînd sînt supuse atît la perturbații de mod comun ,cît și la perturbații de mod diferențial. Sistemele de comandă numerică nu trebuie să funcționeze eronat la apariția pe tensiunea de alimentare a unor impulsuri cu nivel de 200% din valoarea de vîrf, pe timp de 1 ns, cu un timp de creștere între 0,5 μs și 500 μs, precum și la supratensiuni sau căderi de tensiune de 50%, pe timpul unei perioade întregi și ca eveniment separat, la căderea totală sau reducerea la zero a tensiunii rețelei pe timpul unei semiperioade. În aceste condiții, o instalație numerică trebuie să funcționeze corect la dispariția tensiunii de alimentare pe o durată de cîteva semiperioade

În România normativele privitoare la procedee de testare a nivelurilor emisiei de perturbații și susceptibilități la perturbații au fost elaborate în cadrul mai multor STAS-uri. În cele ce urmează se enumeră cele mai semnificative STAS-uri în acest domeniu.

— STAS 8821—71. Perturbații radioelectrice. Terminologie.

— STAS 6048/1—80. Perturbații radioelectrice. Antiparazitarea surselor de perturbații radioelectrice. Prescripții generale.

— STAS 6048/6—71. Perturbații radioelectrice. Aparate și instalații generatoare de înaltă frecvență de uz industrial, științific și medical. Limite admisibile ale perturbațiilor și condiții speciale de încercare.

— STAS 6048/7—71. Perturbații radioelectrice. Aparate, mașini și instalații electrice. Limite admisibile ale perturbațiilor și condiții speciale de încercare.

— STAS 9379—74. Perturbații radioelectrice, condensatoare, bobine de șoc, filtre utilizate pentru antiparazitare radioelectronică. Metoda de determinare a caracteristicilor de înaltă frecvență.

Pentru testarea instalațiilor de electronică industrială și de automatizări, prin prisma imunității la perturbații sînt necesare teste suplimentare, specifice aparaturilor industriale, deoarece semnale ce în standardurile privitoare la perturbații radioelectrice nu sînt considerate perturbații, de exemplu impulsurile cu o durată sub 100 ms care apar mai rar de 5 pe oră sau cele sub 20 ms care apar sub 5 pe minut, pot fi cu totul indezirabile în configurații cu memorii, numărătoare, mini și microcalculatoare.

Privitor la supratensiuni tranzitorii în sistemele de alimentare, conform [1, pag. 32], impulsurile de tensiune pentru testare sînt produse prin descărcarea unui condensator conectat la tensiunea de alimentare. Energia condensatorului trebuie să fie 0,1 J și amplitudinile succesive ale supratensiunilor egale cu 100%, 200%, 300% din valoarea tensiunii de alimentare. Privitor la perturbații de mod comun, încercarea constă în măsurarea efectelor în urma aplicării în regim permanent a tensiunilor perturbatoare. În cadrul probei se modifică între 0° și 360° și faza semnalului perturbator, față de faza tensiunii de alimentare. Efectul perturbațiilor de mod simplu este detectat similar prin injectarea unui semnal de frecventa rețelei la intrarea aparatului.

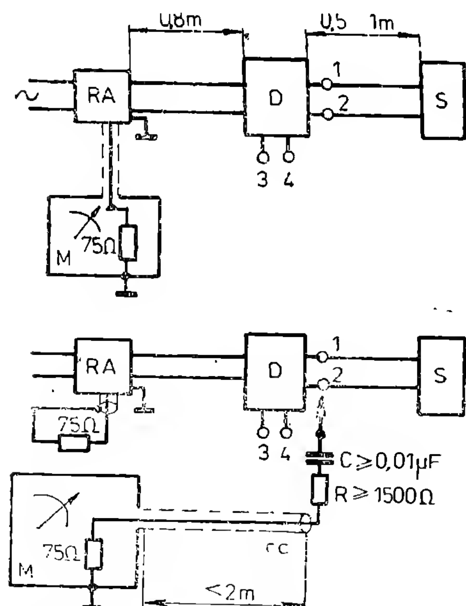


Fig. 9.2. Procedeu de măsurare a perturbațiilor: *RA* — rețea artificială; *M* — receptor de măsurare; *D* — produsul de încercat; *S* — sarcina dispozitivului; *CC* — cablu coaxial; 1, 2 — bornele sarcinii; 3, 4 — borne adiționale.

În figura 9.2 se redă, conform STAS 6068/7—80, modul de măsurarea tensiunilor perturbatoare generate de dispozitive de comandă și reglaj cu semiconductori.

În figura 9.2, *a* se redă modul de măsurare la bornele rețelei de alimentare, iar în figura 9.2, *b* modul de măsurare la bornele sarcinii.

În acest STAS se fac cîteva recomandări cu privire la efectuarea măsurătorilor.

— Cînd dispozitivele de comandă sau de reglaj sînt încorporate în echipamentul pe care-l comandă, nu se măsoară tensiunea la bornele sarcinii.

— La produsele de utilizare generală, sarcina dispozitivului, avînd valoarea nominală prescrisă de producător, va fi conectată cu conductoare avînd lungimea de 0,5—1 m.

— Cînd dispozitivul are borne adiționale pentru conectarea unui traductor sau a unui dispozitiv de comandă de la distanță, acesta va fi conectat prin conductoare avînd lungimea de 0,5—1 m.

— În timpul măsurărilor, dispozitivul va fi astfel reglat încît să se obțină pe receptorul de măsurare indicația maximă la care se efectuează măsurarea.

— Tensiunea la bornele sarcinii sau la bornele adiționale se măsoară cu o sondă $R-C$, valoarea rezistenței fiind de minimum 1500 Ω. În cazul cînd utilizarea sondei influențează funcționarea dispozitivului de comandă, rezistența va fi mărită pînă la 16 kΩ și în mod corespunzător se va aplica corecția rezultatelor măsurării.

9.3. LIMITAREA PERTURBAȚIILOR

Stabilizatorul în comutație, ca orice alt echipament electric sau electronic în care curentul se modifică în limite largi, cu viteze de variație, mai mult sau mai puțin mari, constituie o sursă de perturbații pentru alte echipamente aflate în apropriere. Pe de altă parte, funcționarea corectă și precisă a unui stabilizator în comutație poate fi deranjată de alte echipamente cu care se învecinează.

Controlarea cu maximă eficiență și minim de componente a interferenței electromagnetice (I.E) reprezintă o cerință de prim ordin în proiectarea judicioasă a stabilizatoarelor în comutație.

Elementele de circuit folosite la limitarea efectelor generate de I.E. trebuie să atenueze sau chiar să blocheze perturbațiile ce se transmit de la sursa perturbatoare la receptor.

Cea mai simplă metodă de reducere a nivelului de perturbații electromagnetice ar consta la prima vedere în a conecta filtre atît la intrarea cît și la ieșirea stabilizatorului. Această soluție însă nu este suficientă, pentru că tensiuni de zgomot pot fi induse în oricare alt conductor ce intră în componența stabilizatorului. Cea mai eficientă soluție, în această situație, ar trebui să utilizeze filtre care să decupleze sau să ecraneze fiecare subansamblu. Dar acest procedeu este însă practic imposibil de realizat.

Pentru a reduce cît mai mult posibil perturbațiile pe care le poate genera un stabilizator în comutație, trebuie cunoscut care sînt elementele ce pot genera astfel de perturbații. Din acestea putem enumera cîteva: tranzistoarele și diode de putere în procesul de comutație, capacitățile parazite ale transformatoarelor și bobinelor de filtraj, capacitățile dintre cap-

sula tranzistoarelor și radiator, capacitățile parazite dintre conductoare etc.

Procesul de comutație care are loc în dispozitivele semiconductoare de putere (diode, tranzistoare) provoacă fenomene de interferență ce se manifestă sub diferite forme, cea mai evidentă fiind spectrul larg de armonici al tensiunii rectangulare, spectru ce se extinde pînă în domeniul frecvențelor de ordinul megaherților. Cantitatea de energie a acestor armonici scade pe măsură ce frecvența acestora crește.

Reducerea conținutului de armonici poate fi obținută prin mărirea timpilor de conectare ai diodelor sau tranzistoarelor. Această soluție determină creșterea pierderilor de putere și conduce la un randament scăzut al stabilizatorului. Dacă obținerea unui randament cît mai bun este o cerință primordială pentru realizarea unui stabilizator, există puține șanse de a reduce drastic generarea de armonici și trebuie folosite procedeele cele mai adecvate de reducere a influenței acestor armonici asupra comportării stabilizatorului precum și a altor echipamente aflate în vecinătate. Dacă se acceptă un randament mai mic, se poate recurge la soluția care transformă tensiunea de formă rectangulară într-o tensiune de formă trapezoidală. Acest lucru este posibil dacă se folosesc filtre de tip $L-C$ sau $R-C$ care asigură un coeficient de atenuare corespunzător armonicilor de ordin superior. Dacă frecvența de tăiere a acestor filtre de tip „trece-jos" este cît mai mare, se reduc greutatea și dimensiunile acestor filtre.

O sursă perturbatoare, nu de cea mai mică importanță, o constituie diodele redresoare. Comutarea acestora este însoțită de procese oscilante care generează tensiuni de zgomot de valoare mare. Amortizarea acestor procese oscilante se poate face cel mai simplu prin înserierea unor rezistențe de valoare mică, rezistențe care să fie tolerate din punct de vedere al pierderilor de putere ce apar la comutație. Pot fi folosite și elemente reactive, dar de cele mai multe ori ele creează probleme datorită fenomenului de rezonanță, ceea ce face să fie preferate totuși rezistențele. Vîrfurile de curent generate sînt în funcție de timpul de revenire al diodelor și poate fi redus prin alegerea judicioasă a diodelor.

O altă formă de manifestare a I.E. constă în existența fluxurilor de dispersie generate de transformatoare și bobinele de filtraj cînd acestea sînt parcurse de curenți de valoare mare. Cuplajul magnetic poate fi redus prin folosirea unor ecrane sub formă de folii metalice sau carcase metalice protectoare. Cuplajul magnetic cu conductoarele de alimentare de la rețea sau cu cele de la stabilizator la consumator poate fi diminuat dacă aceste conductoare se torsadează. Alte posibilități de reducere a cuplajului magnetic sînt :

— folosirea unor miezuri feromagnetice de formă toroidală ; miezuri ce sînt caracterizate prin fluxuri de dispersie reduse ;

— plasarea miezurilor feromagnetice în plane perpendiculare ;

— orientarea la 90° a conductoarelor parcurse de curenți mari față de conductoarele parcurse de curenți mici.

Cu toate acestea, transformatorul sau bobina de filtraj este un element neliniar și din acest motiv ele produc armonici atît în domeniul frecvențelor înalte, cît și în domeniul frecvențelor joase. În plus, întrucît permeabi-

litatea magnetică nu este constantă şi inductivitatea acestor bobine variază după o lege neliniară în funcţie de permeabilitate. Pentru a diminua procesul de generare de armonici, din acest punct de vedere, trebuie folosite materiale feromagnetice cu permeabilitate cît mai mare.

În figura 9.3 sînt ilustrate principalele surse de perturbaţii şi căile pe care se pot propaga la o sursă în contratimp, sursă care la rîndul ei este alimentată prin intermediul unei surse de tip „forward".

9.4. FILTRU PENTRU REDUCEREA I.E.

Cea mai răspîndită metodă de reducere a I.E. a unui stabilizator în comutaţie constă în utilizarea unor celule de filtrare. Folosirea filtrului afectează constantele de timp ale stabilizatorului, precum şi stabilitatea şi au, totodată, o influenţă negativă asupra randamentului. Pentru a nu reduce performanţele stabilizatorului, se impune alegerea judicioasă a structurii filtrului şi o proiectare în strînsă legătură cu celelalte subansambluri ale stabilizatorului.

Pentru a reduce tensiunile perturbatoare, la un stabilizator în comutaţie sînt necesare filtre atît în circuitul de intrare cît şi în circuitul de ieşire.

În ceea ce priveşte structura acestora filtre, se prevede ca să fie formate din inductivităţi şi capacităţi.

Curentul absorbit de stabilizator de la circuitul redresor este de foarte puţine ori un curent constant. El este de formă pulsatorie şi în multe cazuri amplitudinea pulsaţiilor variază în limite largi. Aceste pulsaţii, în special în timpi de creştere şi descreştere foarte mici, generează tensiuni de zgomot pentru reţeaua de alimentare. Pe lîngă faptul că perturbaţiile sînt deranjate pentru alţi consumatori racordaţi la reţeaua de curent alternativ, pot provoca modificarea regimului de lucru al oscilatorului propriu al stabilizatorului. Toate aceste fenomene reclamă obligativitatea unui filtru la intrarea stabilizatorului.

Pe de altă parte bobina filtrului de la intrare trebuie să prezinte o rezistenţă cît mai mică. Ea fiind parcursă de curentul de sarcină la bornele sale va rezulta o cădere de tensiune minimă. În cazul unor variaţii mari ale curentului sarcinii căderea de tensiune pe bobina de filtraj nu trebuie să diminueze tensiunea de alimentare a stabilizatorului în aşa fel încît să nu se asigure tensiunea minimă de alimentare pentru subansamblele stabilizatorului.

În ceea ce priveşte filtrul de la ieşirea stabilizatorului, acesta este compus, de obicei, tot dintr-o bobină şi un condensator. Observaţia făcută mai sus cu privire la alegerea inductivităţii filtrului de la intrare, rămîne valabilă şi pentru inductivitatea bobinei filtrului de la ieşire. O atenţie deosebită trebuie acordată condensatorului de filtraj. Aşa după cum s-a precizat în capitolul 5, condensatorul de filtraj trebuie să prezinte o rezistenţă proprie cît mai mică pentru ca pierderile de putere provocate de impulsul de curent ce îl străbate să fie cît mai mici.

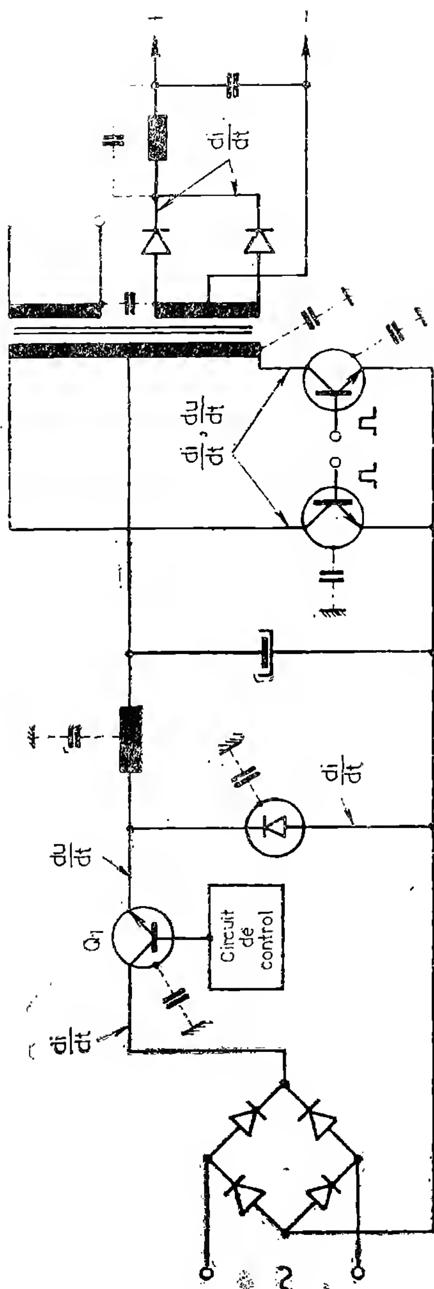


Fig. 9.3. Surse de zgomot şi căile de propagare la o sursă în comutaţie.

Filtrul de la intrare

Se cunosc mai multe tipuri de filtre care se conectează la intrarea stabilizatorului în comutaţie. Pentru a ţine nivelul perturbaţiilor sub o anumită limită, se poate folosi structura prezentată în figura 9.4. Prin dimensionarea corectă a inductivităţii L_1 perturbaţiile provocate de stabilizator pot fi împiedicate să se propage în circuitul redresor principal. Inductivitatea are rolul de a atenua pulsaţiile curentului la un nivel admis şi pentru aceasta ea trebuie să prezinte o reactanţă mare într-o gamă largă de frecvenţe. Prin simpla conectare a inductivităţii L_1, redresorul va avea în circuitul său de ieşire o sarcină de valoare mare. Pentru a reduce valoarea mare a acestei impedanţe, este necesar condensatorul de filtraj C_1. El are rolul de a scurtcircuita perturbaţiile de frecvenţă mare generate de alte surse conectate la reţeaua de curent alternativ.

Spectrul de frecvenţă al semnalului rectangular produs de oscilatorul propriu al stabilizatorului este foarte larg. Dacă transformatorul din circuitul redresorului de alimentare al stabilizatorului prezintă capacităţi parazite însemnate, armonicile cu frecvenţa mare se pot propaga în reţeaua de alimentare. Printr-o bobinare îngrijită a transformatorului, capacităţile parazite pot fi reduse, dar nu eliminate. Pentru a impiedica, spre exemplu, ca perturbaţiile pe care le produce oscilatorul propriu al stabilizatorului să se propage în circuitul de alimentare trebuie ca oscilatorul să fie izolat din acest punct de vedere de redresorul principal care furnizează tensiunea de alimentare U_1 (fig. 9.5).

În acest scop, pe fiecare bară de alimentare se introduce cîte o inductivitate. Efectul de filtraj poate fi mărit prin introducerea unui filtru de tip transformator (T) în serie cu cele două conductoare de alimentare. În acest fel se poate realiza, astfel, o bună izolare a oscilatorului față de sursa proprie de alimentare.

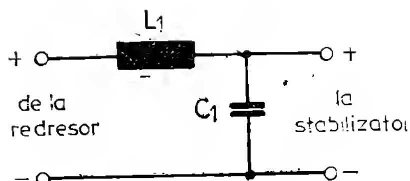


Fig. 9.4. Filtru folosit la intrarea stabilizatorului.

O structură de filtru des întîlnită este cea prezentată în figura 9.6. El este compus din două părți : un filtru de joasă frecvență de tipul „trece jos" (FTJ) și un filtru pentru frecvențe înalte (FFI) ,în domeniul frecvențelor radio.

Filtrul „trece-jos" este format dintr-o inductivitate și capacitate (L_1, C_1). Frecvența de tăiere este dependentă de puterea sursei și poate fi determinată din analiza Fourier a curentului absorbit la intrare de către sursă. Astfel, pentru un stabilizator de 200 W [4] frecvența de tăiere trebuie să fie de circa 8 kHz, pentru a avea certitudinea că armonicele curentului absorbit cu frecvența peste 20 kHz sînt filtrate corespunzător. Filtrul de

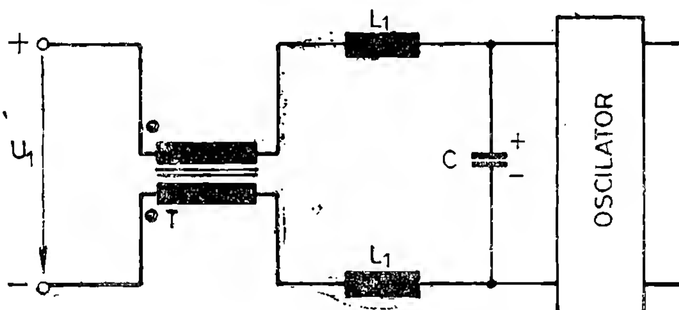


Fig. 9.5. Filtru de intrare combinat.

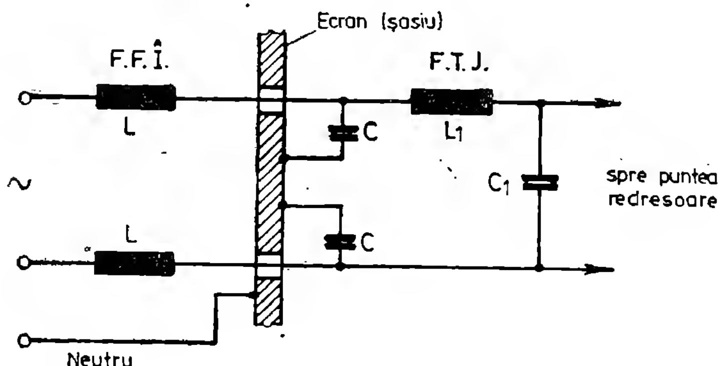


Fig. 9.6. Filtru de intrare atît pentru frecvențe joase cît și pentru frecvențe înalte.

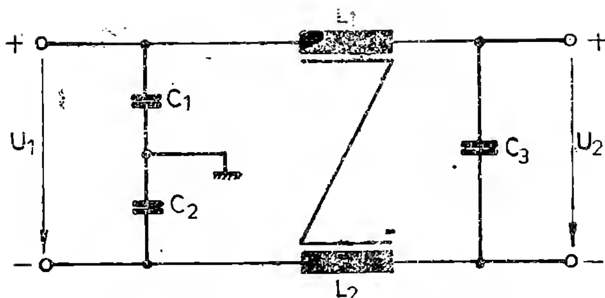


Fig. 9.7. O variantă a filtrului din figura 9.6.

frecvență înaltă este conceput încît să scurtcircuiteze la șasiu sau la carcasă toate componentele curentului de frecvență mare. Materialul feromagnetiv din care se confecționează miezul trebuie să corespundă domeniului de frecvențe impus. Capacitățile de filtraj nu trebuie să aibă valori mari. Reactanța lor trebuie să fie mare în domeniul frecvențelor joase.

În figura 9.7 este prezentată o variantă modificată a soluției din fig. 9.6.

Condensatoarele C_1 și C_2 sînt caracterizate prin reactanță mică și au o armătură comună conectată la masa montajului. Inductivitățile L_1 și L_2 sînt caracterizate de o impedanță proprie mare. Se bobinează bifilar, în sensuri opuse pe același miez. Miezul feromagnetic nu se magnetizează în curent continuu, datorită sensului opus de circulație a curentului prin cele două înfășurări. Condensatorul C_3 împiedică propagarea perturbațiilor ce pot apare din partea stabilizatorului la conectări sau deconectări ale stabilizatorului.

La alegerea valorilor pentru elementele filtrului se are în vedere ca frecvența proprie de rezonanță să fie cît mai departe de frecvența de lucru a stabilizatorului.

Conform [6], pentru capacități și inductivități se pot alege următoarele valori:

C_1, C_2 — 2200 pF la 0,033 μF,

C_3 — 0,1 μF la 2 μF,

L_1, L_2 — 47 mH la 1,8 mH pentru curenți cuprinși între 0,3 A și 25 A.

Filtrul de ieșire

În paragrafele 5.5 și 5.6 s-au prezentat relațiile de dimensionare ale inductivității și capacității de filtraj a tensiunii redresate. Este cunoscut faptul că bobina și condensatorul de filtraj asigură un nivel optim al pulsațiilor la bornele consumatorului pentru anumite limite de variație a curentului absorbit. Pentru filtrul de ieșire se optează la o structură prezentată în figura 9.8.

Condensatorul C_2 trebuie să fie caracterizat de o rezistență proprie cît mai mică. Este indicat să se folosească condenstaoare de tantal.

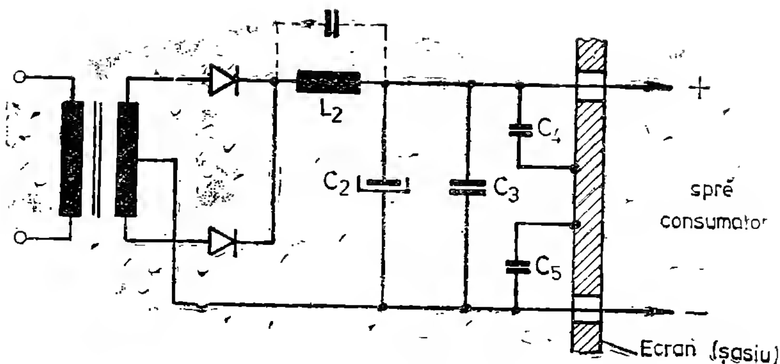


Fig. 8.8. Filtru de ieșire.

Eliminarea frecvențelor înalte de la bornele de ieșire se poate face dacă se conectează condensatoare de decuplare la șasiu (C_4, C_5), atît de la borna (+), cît și de la borna (—) a stabilizatorului. În acest fel perturbațiile propagate prin capacitățile parazite ale inductivității de filtraj sînt puse la masă. Trebuie utilizate condensatoare de înaltă frecvență cu terminale cît mai scurte.

9.5. RECOMANDĂRI TEHNOLOGICE CU PRIVIRE LA REALIZAREA UNUI STABILIZATOR ÎN COMUTAȚIE

Influența electromagnetică joacă un rol din ce în ce mai important în proiectarea și execuția unui stabilizator în comutație din cauză că se impun condiții tot mai restrictive nivelului tensiunilor de zgomot, în condițiile în care se cere reducerea volumului și greutății concomitent cu creșterea densității de componente pe unitatea de volum. Realizarea cu succes a unui stabilizator în comutație performant trebuie să îmbine în mod armonios atît considerentele de natură electrică, cît și cele de natură mecanică.

În cele ce urmează se sugerează cîteva aspecte de natură tehnologică care să conducă la obținerea unui stabilizator eficient și fiabil [4].

1) Reducerea la maximum a suprafeței delimitate de conductoare parcurse de curenți mari. Această cerință poate fi îndeplinită dacă se scurtează la minimul necesar lungimile conductoarelor sau se torsadează.

2) Tranzistoarele de putere și diodele redresoare sînt parcurse de curenți care au un spectru de frecvență foarte larg. Aceste dispozitive semiconductoare, pentru a li se asigura o răcire corespunzătoare, se montează pe radiatoare adecvate ca dimensiune. Radiatoarele, de obicei, sînt legate galvanic la șasiul sau carcasa aparatului.

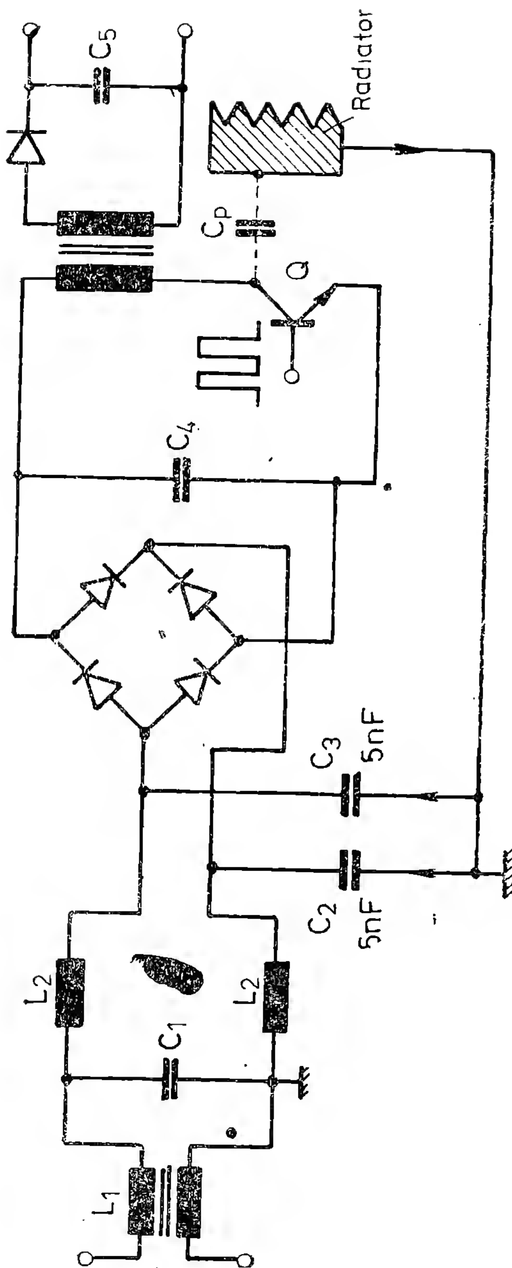


Fig. 9.9. Propagarea tensiunilor de zgomot de la radiatorul de răcire.

Capacitățile parazite dintre capsula unui tranzistor de tip TO—3 și radiator, între care se află un strat izolator de mică, poate ajunge pînă la 100 pF. Tensiunile perturbatoare de frecvență mare se transmit la șasiu și apar atît în circuitul de intrare, cît și în cel de ieșire al stabilizatorului, afectînd în acest fel eficiența filtrelor.

În figura 9.9 se prezintă traseul pe care se pot stabili acești curenți. La intrare sînt prevăzute filtrele care împiedică pătrunderea perturbațiilor în rețea.

La o tensiune de alimentare a etajului de putere, de exemplu de 200 V [10] și cu o frecvență de tact de 20 kHz, se constată că prin capacitatea parazită se pot scurge curenți pînă la 1 mA, la frecvența de 1 MHz.

Diminuarea acestor perturbații transmise la șasiul stabilizatorului se realizează, dacă se introduce un ecran între tranzistor și radiator (fig. 9.10), care la rîndul său să fie conectat la punctul de masă al sursei de tensiune continuă de la intrare.

3) Între circuitul primar și circuitul secundar al transformatoarelor de putere trebuie asigurată izolarea corespunzătoare nivelelor de tensiune ce apar între aceste înfășurări. În cazul stabilizatoarelor cu mai multe ten-

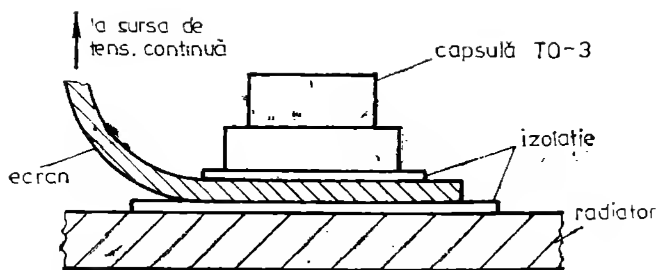


Fig. 9.10. Posibilitate de reducere a capacității parazite capsulă-radiator.

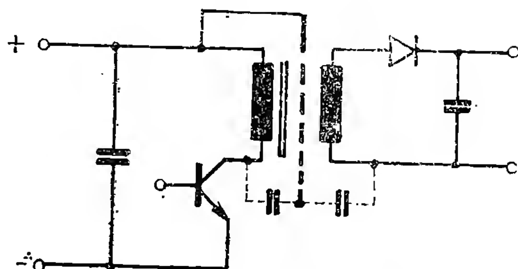


Fig. 9.11. Posibilitate de reducerea capacităților parazite din straturi.

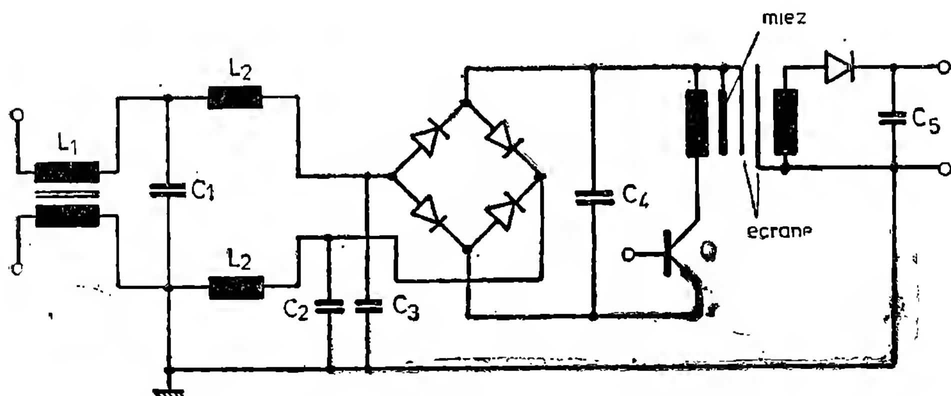


Fig. 9.12. Ecrane pentru reducerea capacităților parazite ale transformatorului de putere.

siuni de ieșire este necesară izolarea corespunzătoare a fiecărei secțiuni în parte. Executarea transformatoarelor fără izolare corespunzătoare între înfășurări creează posibilitatea apariției unor circuite parazite de reacție între intrare și ieșire. Capacitățile parazite între straturi sau chiar între bobine și miezul feromagnetic trebuie reduse la valori cît mai mici.

Soluția preconizată pentru preîntîmpinarea apariției unor astfel de cuplaje are în vedere montarea unor ecrane (fig. 9.11).

Capacitatea parazită care apare între primar și miezul transformatorului poate fi, de asemenea, o sursă de perturbații. În figura 9.12 se propune

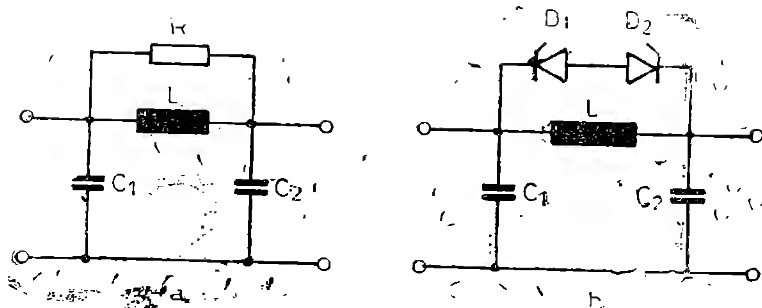


Fig. 9.13. Posibilități de limitare a supratensiunilor: a) cu rezistență; b) cu diodă Zener.

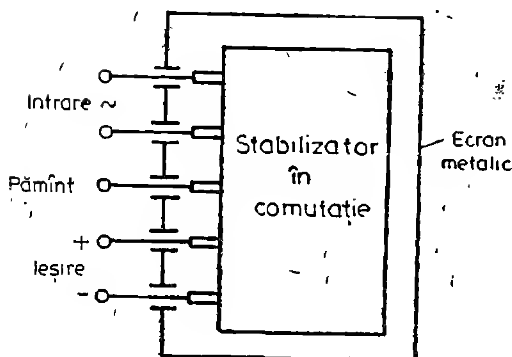


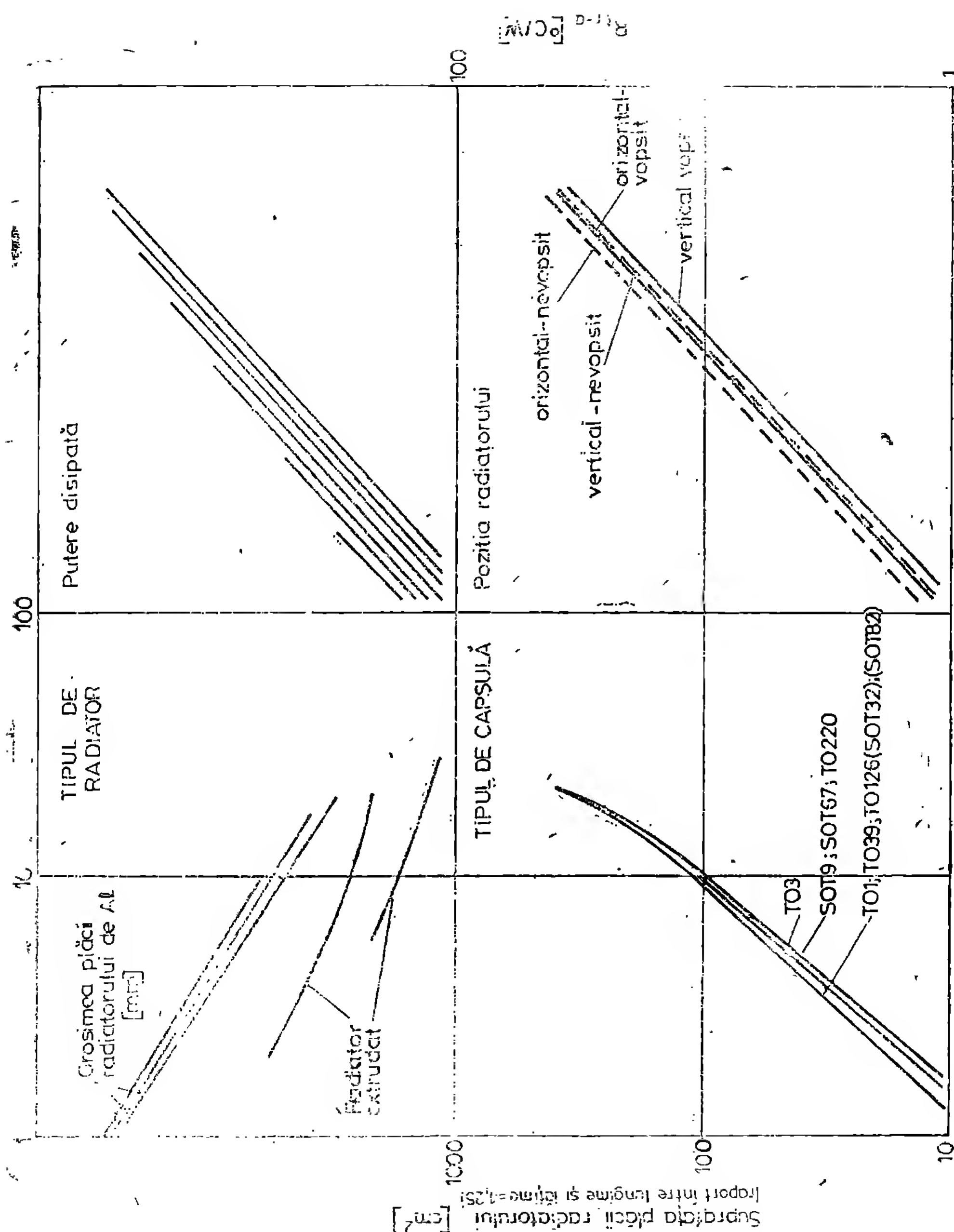
Fig. 9.14. Ecranarea stabilizatorului pentru limitarea efectelor tensiunilor perturbatoare.

o soluție care constă în legarea miezului la borna + a sursei de alimentare și introducerea unor ecrane pentru fiecare înfășurare.

4) Limitarea supratensiunilor pe filtrele de la intrare sau ieșire. Orice circuit $L-C$ are o frecvență proprie de rezonanță. Este necesar să se cunoască aceste frecvențe precum și factorul de calitate al acestor circuite. În acest sens se impune a se limita supratensiunile ce pot fi generate de aceste filtre. În figura 9.13 se propun două soluții.

În primul caz, amortizarea circuitului oscilant se realizează cu o rezistență potrivit aleasă, iar în al doilea caz limitarea amplitudinii supratensiunilor se face cu două diode Zener.

5) Utilizarea unor carcase metalice pentru ecranarea întregului stabilizator (fig. 9.14). Accesul la bornele de intrare și ieșire se face prin condensatoare de trecere.



ANEXA 1. Nomogramă pentru calculul suprafeței radiatorului.

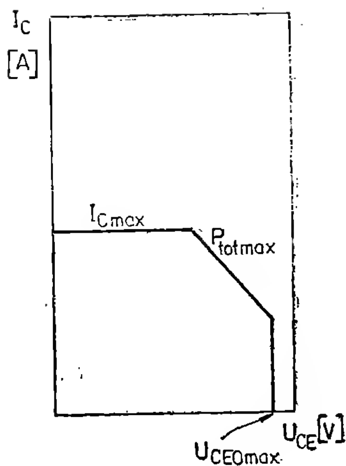


Fig. 1

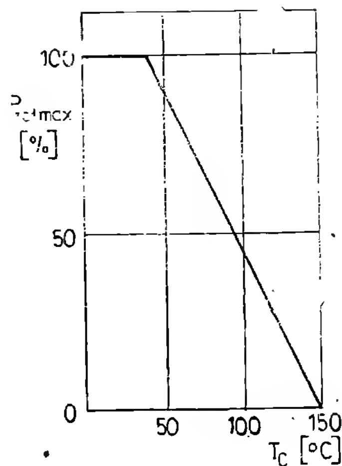


Fig. 2

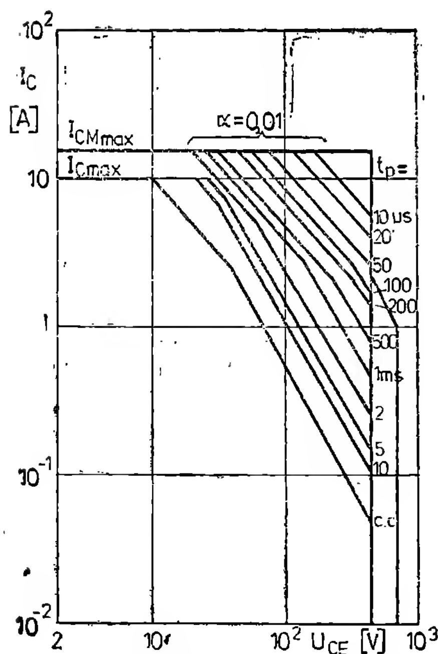


Fig. 3

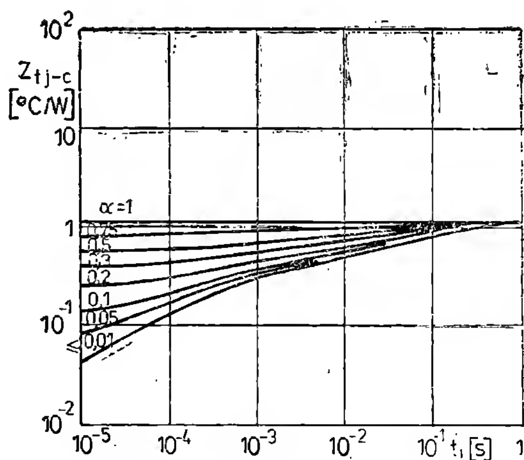


Fig. 4

ANEXA 2. Caracteristicile tranzistorului BUX80.

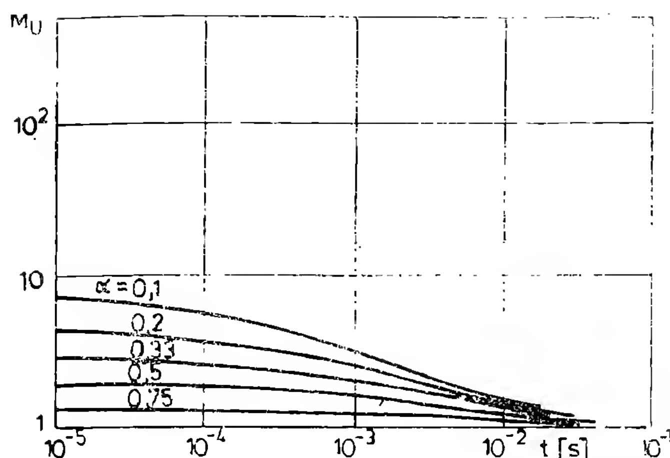


Fig. 5

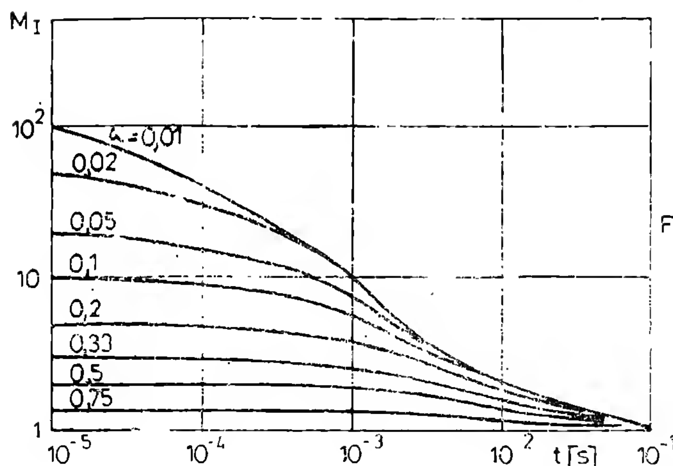


Fig 6

BIBLIOGRAFIE

1. Săndulescu, G., *Protecția la perturbații în electronica industrială*, Ed. Tehnică, București 1985.
2. Schneider, L. M., *Noise source equivalent circuit model for offline conversters and ito use in input filter design*, In Proc. of Powercon, 10, C—1, p. 1—11.
3. Kendall, C. M., Schmid, A. A., *Caracteristics and control of EMI in a switching regulator power converter*, In Proc. of Powercon, 10, G—4, p. 1—14.
4. Hnatek, E. R., *Design of solid state power supplies*, 2nd ed., Van Nostrand Reinhold, New York, 1981.

5. Pressman, A. I., *Switching and liniar power supply; power converter design*, Hayden Rochelle Park, N.J., 1977.

6. Chryssis, G., *High-frequency switching power supplies*, Mc Graw Hill Book Co., 1984.

7. * * * *STAS* 6048/7–80.

8. * * * *Linear/switch mode voltage regulator manual*, Motorola Inc., 1983.

9. DIN 57160/VDE 0610/11.81 : *Auasrüsting von Starkstromanlagen mit elektronischen Betreibsmitteln.*

10. * * * *Switched-mode power supply*, Third edition, MBLE, 1982.

CUPRINS

Capitolul 4.

TRANSFORMATORUL DE PUTERE LA ÎNALTĂ FRECVENȚĂ

Capitolul 5.

REDRESAREA ȘI FILTRAREA

Capitolul 6.

CIRCUITE PENTRU COMANDA ELEMENTULUI DE PUTERE ÎN COMUTAȚIE

Capitolul 7.

STABILITATEA SURSELOR ÎN COMUTAȚIE

Capitolul 8.

PROTECȚIA STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE ÎN COMUTAȚIE

Capitolul 9.

STABILIZATORUL ÎN COMUTAȚIE CA SURSĂ DE PERTURBAȚII

ISBN 973-36-0101-2

Redactor: Ion Ilin
Coperta: Emil Grama
Tehnoredactor: Ioan I. Iancu

Bun de tipar: 2.11.1992
Apărut: 1992
Coli tipar: 14
Tiparul executat la:
IMPRIMERIA „ARDEALUL" R.A. CLUJ
B-dul 22 Decembrie nr. 146
România
Comanda nr. 1448/1990




Editura de Vest



Lei

ISBN 973-36-0101-2